IN QUESTO NUMERO
LA IIa PARTE DELL'ARTICOLO

Il Canale Video-Audio in televisione

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

Anno XXI - Luglio 1949

NUMERO 7

LIRE DUECENTO

Chassis (telaio montato) 515 NOVA

Efficientissimo 5 valvole (più occhio magico) due gamme d'onda e fono, di modico prezzo, adatto alla costruzione o al rimodernamento di apparecchi radio con materiale di classe.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

GRUPPO di A. F. con sintonia a permeabilità, a taratura bloccata, tipo P8/F a 2 gamme d'onda e fono - VALVOLE PREVISTE: serie americana a 6 Volt 6TE8GT - 6NK7GT - 6Q7GT - 6V6 - 6X5GT - POTENZA D'USCITA 3 W indistorti - SENSIBILITÀ in aereo 16 micro V. per 50 mW. d'uscita, in valor medio - ALTOPARLANTE magnetodinamico tipo Nova RC. 160 a super rendimento - SCALA PARLANTE di grandi dimensioni, con scale graduate in lunghezza d'onda in metri, e in frequenza e coi nominativi delle principali stazioni sia in O.M. che in O.C. Le stazioni nazionali sono raggruppate in un settore separato, atle da dar loro una evidenza particolare.

ALIMENTAZIONE integrale da rete C.A. per tensioni di 110 — 125 — 145 — 160 — 220 V., 42 ÷ 50 Hz. Cambiatensione di manovra semplice ed immediata - COMANDO DI SINTONIA a forte demoltiplica, contenuta nel gruppo AF, di funzionamento dolce e sicuro - COMANDI DI VOLUME e di tono a potenziometro, con interruttore di rete combinato al comando di tono - PRESA PER FONO-RIVELATORE (pick-up) - Possibilità di sistemare sullo chassis con minime modifiche fino a 7 zoccoli per valvole. Spazio previsto per un trasfor matore di alimentazione più grande - Possibilità immediata di applicare alla scala l'occhio magico.

Esiste un secondo chassis, il modello 517 a 7 valvole più occhio magico, con push-pull 6V6 finale adattissimo per radiogrammofoni.

CHIEDETE INFORMAZIONI E PREZZI AL VOSTRO RIVENDITORE O A:

NOVA PIAZZALE CADORNA 11 - MILANO - TELEFONO 12.284

NUMERO 7 **LUGLIO 1949**

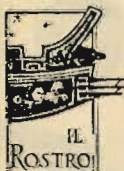
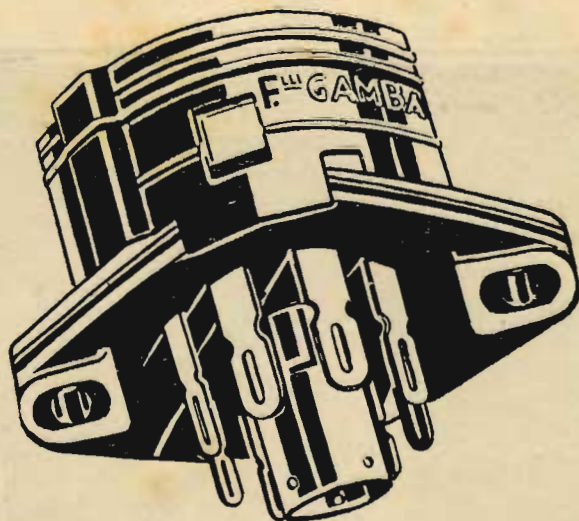
l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXI ANNO DI PUBBLICAZIONE

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione ed Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 72-908 - 70.29.08
CONTO CORRENTE POSTALE 3/24227 - CCE CCI 225.438

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 60** (3 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 + 120**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

sulle onde della radio

IL CONVEGNO DEI FISICI A BIRMINGHAM

di Clifford Trake (1)

Il recente convegno all'Università di Birmingham di circa 200 fisici studiosi di problemi nucleari rappresentanti quasi tutti i paesi del mondo ha avuto ben pochi rilievi nella stampa. Ed è proprio questo che gli scienziati convenuti desideravano. Essi ne hanno abbastanza della notorietà in cui gli eventi li hanno costretti a lavorare: il bagliore della pubblicità combinato in modo paradossale col velo della segretezza. Le riunioni di Birmingham si sono svolte direi quasi in privato e senza cerimonie, ma il convegno ciò nonostante è stato notevole. Raramente si erano trovate riunite assieme tante celebrità nel campo delle ricerche atomiche: Amaldi di Roma, Ambrosino di Parigi, van Dorsten di Eindhoven, Blackett di Manchester.

Il Prof. Oliphant dell'Università di Birmingham, dove sta ora installando un enorme nuovo sincrotrone, e il Prof. Peierls, il suo noto collega matematico a cui si deve uno dei primi calcoli che resero possibili la bomba atomica, fecero gli onori di casa ad una delle più importanti conferenze scientifiche dei tempi moderni.

Il Prof. Oliphant disse chiaramente che non c'era nessuna segretezza intorno al soggetto della riunione. Non si trattava di far riferimento alla bomba atomica, e quasi nessuno all'energia atomica. Quella doveva essere una semplice discussione intorno alla teoria atomica fondamentale, il genere di lavoro dal quale non ci aspettano dei risultati pratici immediati, ma dal quale prima o poi deriverà senza dubbio il prossimo passo avanti.

Si è discusso di molte cose, ma gli argomenti principali si possono raggruppare in tre titoli. Primo, gli acceleratori. Queste sono le macchine per mezzo delle quali si possono imprimere alle particole le immense velocità necessarie a render efficace il bombardamento del nucleo dell'atomo, e vanno dai congegni ad alta tensione, corrente continua e intensificatori di tensione (il generatore elettrostatico di van de Graaf, per esempio) al diclotrone, il betatrone e il sincrotrone, macchine mediante le quali le particelle vengono accelerate in passaggi continui sotto l'influenza di intensi campi magnetici. Il sincrotrone di Birmingham, sia detto tra parentesi, che sarà quasi terminato verso la fine del 1949, è unico nel suo genere, in quanto permetterà di accelerare i protoni (unità nucleari cariche in senso positivo) mentre i sincrotroni finora in esistenza sono costruiti per produrre soltanto l'accelerazione degli elettroni.

* * *

Ha avuto luogo un interessante scambio di informazioni sugli schemi proposti per la fabbricazione di strumenti che superino in potenza ed intensità quelli finora conosciuti. Ma si è trattato pure il problema di migliorare gli apparecchi già in uso. Per esempio, una delle difficoltà attuali è quella che, mentre negli apparecchi generatori di energia relativamente bassa (le macchine del tipo van de Graaf) si possono produrre pure fasci di particelle (cioè fasci in cui tutte le particole hanno pressapoco la stessa energia), coll'aumentare le velocità del bombardamento, nel ciclotrone poniamo, i fasci contengono particelle che mostrano velocità enormemente diverse. Ne deriva che con questi fasci veloci si possono incontrare notevoli difficoltà nell'interpretare i risultati del bombardamento, poichè non è nota l'esatta composizione della corrente bombardante. Questo fu uno degli argomenti che sentii discutere a Birmingham. Un altro soggetto trattato fu il problema relativo alle forme nucleari. Qui l'interrogativo è: quale causa tiene il nucleo assieme? E' chiaro che le sue forze interne sono del tutto differenti da qualsiasi altra di cui abbiamo finora conoscenza. Esse sono, per esempio, incredibilmente grandi; inoltre hanno un raggio d'azione estremamente limitato. Il problema del come delle forze così tremende possano avere un campo d'azione così ridotto, sfida i migliori cervelli del nostro tempo. La chiave della soluzione è probabilmente il mesone, una particella talvolta definita « l'adesivo del nucleo ». I mesoni, già postulati dallo scienziato giapponese Yukawa prima ancora che ne fosse dimostrata l'esistenza, vennero per la prima volta individuati nelle radiazioni cosmiche; ma recentemente sono stati prodotti artificialmente a Berkeley, in California. Il Dr. Lattis, che vi contribuì, è brasiliano, e lavorò sotto il Prof. Powell all'Università di Bristol. Natural-

1) Redattore scientifico del Servizio Europeo della BBC.

mente si è parlato molto di mesoni a Birmingham; e sebbene non tutti si trovino ancora d'accordo sulle interpretazioni, i fatti stanno lentamente prendendo una decisa delineazione.

La massa dei mesoni si misura in termini di masse di elettroni; un mesone 200, ad esempio, che è il tipo prima scoperto, ha una massa pari a 200 volte quella di un elettrone. Recentemente fu individuato a Bristol su di una lastra fotografica un mesone di massa 300. Dei fatti come questo devono venir inquadrati nelle attuali teorie matematiche sulla struttura nucleare. Dalle discussioni emerse un punto importante: il tempo richiesto dalla degenerazione di un mesone da pesante a leggero è stato ora stabilito dell'ordine di circa 10-9 secondi. I mesoni naturalmente non sono particelle originarie di raggi cosmici, ma il risultato della collisione tra particelle di raggi cosmici ed atomi dello strato superiore dell'atmosfera; sono infatti frammenti di nuclei atomici frantumati. I raggi cosmici, col produrli ci danno la possibilità di studiare le forze coesive della parte più interna dell'atomo. Sull'interno del nucleo si sa ancora molto poco, sebbene il decadimento dei radio-isotopi fornisca una promettente chiave della soluzione. Ed anche gli elettroni dello strato esterno dell'atomo ancora presentano alcuni intricati problemi Se un fascio di elettroni vien fatto passare attraverso una sottile foglia di mica e si osserva la dispersione dei raggi che ne risulta facendoli cadere su di uno schermo luminescente, le figure che si ottengono sono assai simili a quelle prodotte da un fascio di raggi X fatti passare allo stesso modo attraverso la mica e che colpiscano una lastra fotografica. Si sa che i raggi X sono una forma di movimento ondulatorio, ma si concepiscono di solito gli elettroni come particelle; perchè dunque si comportano come se fossero onde? La risposta è che essi sono sia particelle che onde; si faccia un genere di prova e si ottiene una risposta, se ne tenti uno diverso e si ottiene l'altra risposta. Si può dimostrare mediante il calcolo che se si dimezza la velocità di una corrente di elettroni la lunghezza d'onda deve raddoppiare, e questo la foglia di mica prova con luminosa semplicità. Quando la differenza di potenziale che produce la corrente di elettroni si abbassa, la velocità diminuisce e le figure sullo schermo si allargano dando così una prova visiva che la lunghezza d'onda aumenta. Ma v'è un punto a questo proposito che va chiarito: il termine lunghezza d'onda si riferisce all'elettrone singolo; ogni elettrone si comporta come un'onda, e l'effetto complessivo che ne risulta è quello di un fascio che si comporta in certo qual modo come un oscillatore continuo. Si ha un enorme numero di onde, dal momento che ciascun elettrone ne costituisce una. E poichè le onde sono identiche in lunghezza e in direzione, si ha come risultato un effetto generale d'onda. Però un fascio di elettroni devia quando passa per un campo elettrico o vicino a una calamità; la luce no, a meno che non sia polarizzata, e neppure i raggi X.

* * *

Qual'è il campo di forza dell'elettrone? Che cosa realmente accade quando entra in collisione con altra particella o cambia di posizione, oppure viene scagliato fuori dall'atomo? Anche di questo si è discusso a Birmingham.

Gli elettroni attorno ad un nucleo atomico si muovono in traiettorie abbastanza definite; assumendo che queste siano circolari è ovvio che le lunghezze d'onda associate con gli elettroni devono avere qualche relazione diretta con le dimensioni del cerchio. Quando un elettrone ha completato il cerchio è evidente che non vi può essere un rimasuglio di lunghezza d'onda. Su questo fatto poggia l'intero studio di quella che si chiama « meccanica delle onde ». Dal momento che l'elettrone è un'onda, il suo moto è limitato dalle caratteristiche del movimento ondulatorio, e può viaggiare solo in traiettorie che le proprietà del movimento ondulatorio gli permettono. Queste « traiettorie permesse » possono calcolarsi teoricamente. E' ovvio che una determinata figura d'onda (il termine matematico è « funzione d'onda ») corrisponde ad una particolare orbita e l'elettrone che passa ad un'altra orbita ha la scelta limitata, perchè la nuova orbita che assume deve accordarsi con una figura d'onda appropriata.

* * *

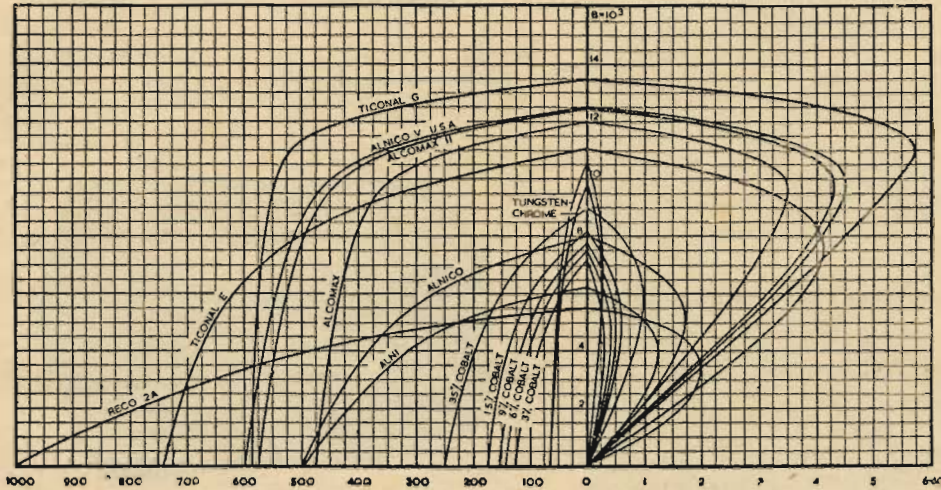
Un altro soggetto che ho sentito discutere è di natura pratica, e riguarda gli strumenti; cioè l'individuazione delle particelle. Il contatore Geiger, per lungo tempo il principale strumento usato per questo fine, è satto finora superato in sensibilità ed efficacia da strumenti noti come « moltiplicatori di elettroni ».

Questi consistono in una serie di dinodi, elettrodi di crescente tensione positiva. La particella individuata cadendo sul primo dinodo ne fa staccare un elettrone; questo viene attratto dal secondo dinodo, sul quale cade con sufficiente energia da farne staccare quattro o cinque; questi passano ora al terzo stadio, in cui ciascuno a sua volta ne rimuove cinque, cosicchè il numero complessivo ora spostato è di 5^2. Al decimo stadio, medianet una sem-

"TICONAL"

LE CALAMITE PERMANENTI DI MASSIMO RENDIMENTO

PRODUZIONE DELLA MULLARD ELECTRONIC PRODUCTS LTD. DI LONDRA

CURVE CARATTERISTICHE PUBBLICATE DAI COSTRUTTORI DELLE PRINCIPALI LEGHE MAGNETICHE.

Da "JOURNAL OF THE BRITISH INSTITUTION OF RADIO ENGINEERS"

Fra le più moderne leghe anisotropiche per calamite permanenti una posizione preminente è tenuta dal TICONAL "G" *la cui efficienza non è ancora superata da alcuna altra lega. Infatti, con un (BH) massimo di 5,7×10⁶ , a pari volume una calamita in* TICONAL "G" *possiede una energia magnetica superiore a quella di qualsiasi altra calamita finora ottenibile. I valori corrispondenti alla massima energia (B lav. = 11.000, H lav. = 520, Br = 13.480, Hc = 583) hanno un rapporto ottimo per tutte le applicazioni in cui la forza smagnetizzante non sia eccessiva (altoparlanti, microfoni, pick-up, strumenti di misura, telefoni, contatori, e in generale applicazioni a traferro costante).*
Per altre applicazioni, come dinamocicli, alternatori, motori e in generale quelle a traferro variabile è particolarmente adatto il TICONAL "E" *le cui caratteristiche sono: (BH) max. = 4,1 × 10⁶ , B lav. = 7500, H lav. = 550, Br = 11.700, Hc = 740.*

Con l'uso appropriato di una di queste leghe si riesce sempre ad ottenere un magnete che sostituisca a parità di efficienza le calamite di qualsiasi altra lega, e che presenti inoltre i seguenti vantaggi:

1 - Riduzione di peso
2 - Riduzione di volume
3 - Riduzione di costo
4 - Assoluta costanza nel tempo
5 - Resistenza alle sollecitazioni termiche e meccaniche.

Questi vantaggi sono talmente importanti che all'estero le leghe anisotropiche ad alta efficienza hanno in gran parte sostituito quelle meno efficienti.
Tuttavia in molti casi non si tratta di una semplice sostituzione, poichè i migliori risultati sono il frutto di una stretta collaborazione tra il fabbricante di calamita e il suo cliente.

Questa collaborazione è uno degli scopi principali della SIPREL la quale essendo in stretto e continuo contatto coi laboratori della Mullard Electronic Products di Londra è in grado di consigliare i fabbricanti sulla migliore realizzazione delle loro calamite e di ottenere rapidamente campioni e forniture.

La SIPREL, *quale diretta importatrice, pone la merce a disposizione dei sigg. Clienti franco suo magazzino Milano, dal quale è normalmente in grado di eseguire pronte consegne per i tipi di magneti normalizzati. L'Ufficio Tecnico della* SIPREL *è inoltre a disposizione dei sigg. Costruttori per progetti e misure, ed è in grado di eseguire gratuitamente la magnetizzazione di calamite del peso massimo di Kg. 5.*

Tutti i magneti TICONAL della Mullard Electronic Products sono garantiti di qualità uniforme entro il ± 5 % dei valori magnetici indicati.

L'APPROVVIGIONAMENTO È REGOLARE E I PREZZI CONVENIENTI

Rappresentante esclusiva per l'Italia

Società Italiana Prodotti Elettronici

SIPREL

MILANO - Piazza E. Duse, 2 - Tel. 23.453 - 21.362

plice progressione geometrica, il numero diviene 5^n, cioè una pulsazione negativa sufficiente per esser registrata da un oscillografo o altra forma di circuito contatore.

Questi moltiplicatori di elettrodi sono usati da tempo per ingrandire gli effetti foto-elettrici, ma il loro campo d'impiego sta estendendosi rapidamente. In origine congegni sperimentali, stanno rapidamente divenendo strumenti d'uso ordinario. *

CALCOLO DI ATTENUATORI

(6335) di G. A. Uglietti

PREMESSA

Mentre si è molto scritto circa il progetto di generatori ad A.F. molto raramente si è preso in considerazione il problema di una parte vitale per la qualità del generatore stesso, ossia l'attenuatore. E' nostro intendimento dunque descrivere il più chiaramente possibile i vari tipi di attenuatori impiegati, accennando ai pregi e ai difetti di ognuno e fornendo anche quegli schiarimenti che ne permettano il calcolo matematico.

TIPI DI ATTENUATORI

Gli attenuatori possono raggrupparsi in due categorie ben distinte: la prima comprendente quei dispositivi in cui l'ingresso del segnale ha un valore variabile e l'attenuatore non ha che la funzione di variare secondo rapporti determinait il valore del segnale d'ingresso; nella seconda categoria si possono comprendere quegli attenuatori in cui il segnale d'ingresso ha un valore costante. In fig. 1 è rappresentato una attenuatore del primo tipo che generalmente è chiamato « attenuatore di prima classe » e nella fig. 2 è visibile un « attenuatore di seconda classe » ossia del secondo tipo.

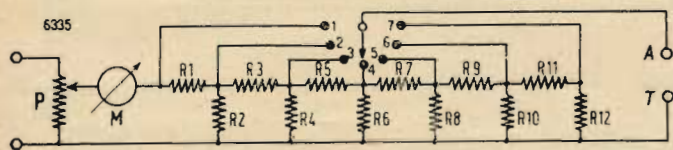



Fig. 1 - *Attenuatore di prima classe.*

Negli attenuatori di prima classe il potenziometro *P* è di fondamentale importanza; esso deve essere perfettamente costante alle varie frequenze e soprattutto alle varie intensità del segnale di ingresso. La capacità del contatto mobile del potenziometro deve essere compensata in modo che in qualsiasi posizione essa rimanga invariata, questo particolare è di grande importanza specie con i segnali di frequenza molto elevata. Un termomilliamperometro (*M*) fornisce l'indicazione della intensità del segnale e generalmente viene tarato direttamente in microvolt.

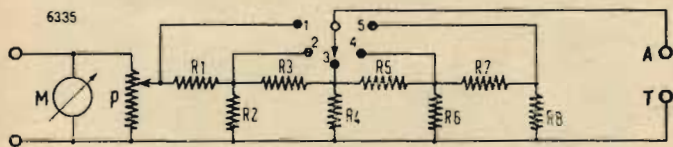



Fig. 2 - *Attenuatore di seconda classe.*

Negli attenuatori di seconda classe il valore del segnale d'ingresso è costante e noti i rapporti di ciascuna posizione dell'attenuatore è possibile conoscere il valore del segnale in uscita. Questo tipo di attenuatore è di più frequente uso specie almeno nel caso di generatori di segnali ad A.F.

In ogni caso sia il potenziometro che le resistenze dei vari tipi di attenuatori devono essere assolutamente antinduttive e a questo scopo vengono quasi sempre costruite avvolgendo del filo di resistenza su un supporto isolante iniziando l'avvolgimento dal centro in modo tale che ne risultino due spirali una sinistrorsa e l'altra destrorsa.

Le varie sezioni dell'attenuatore devono essere accuratamente schermate fra loro per evitare che il segnale possa giungere alla uscita scavalcando qualche porzione del filtro, e a tale scopo ogni

CORSO XXII MARZO 6
TELEFONO 58.56.62

Ponte R.C.L. Mod. 1246

MISURE
Resistenze 0,5 ohm 1,1 Mohm
Capacità 10 pF 110 μF
Induttanze 50 μH 11 H
Angolo di perdita capacità "tg δ" 1x10^{-2} a 1
Fattore di merito induttanze "Q" 0,2 a 500
Oscillatore interno a 1000 Hz per misure di capacità e induttanze
Precisione: Resistenze 1% - Capacità 2% - Induttanze 3%

Oscillatore Mod. 145/B

Gamma frequenza 165 KHz a 30 MHz in 6 gamme commutabili a tamburo precisione 1%
Gamma MF allargata 440 490 KHz con taratura ad ogni KHz precisione 1 °/oo
Modulazione a 400 Hz profondità di modulazione 35%
Tensione d'usc. massima 0.1 V costante in tutte la gamme
Attenuatore resistivo con avvolgimenti Ayrton Perry

Oscillatore di A.F. e B.F. Mod. 1146

Gamma frequenza da 100 KHz a 25 MHz in 6 gamme commutabili a tamburo
Attenuatore con elementi resistivi avvolgim. Ayrton Perry
Frequenza modulazione da 50÷7000 Hz
Profondità modulazione da 0÷100%
Tensione d'uscita massima 0,1 V; costante per tutte le gamme
Gamma frequenza B.F. 50 ÷ 7000 Hz in due gamme
Tensione d'uscita B.F. da 10 V. massimo a 0
Impedenza d'uscita B.F. 10 Kohm
Precisione di taratura A.F. 1%
Precisione di taratura B.F. 2%

Oscillografo a Raggi Catodici Mod. 448

Amplificazione orizzontale e verticale 61 db
Costante entro 3 db da 20 Hz a 1 MHz
Generatore segnali asse tempi con tubo a vuoto 20 Hz a 60 KHz
Fattori di deflessione;
Asse verticale 1,4 mV m m
Asse orizzontale 2 mV m m
Tubo impiegato DG7 2 Philips diametro dello schermo m m 70

VISITATECI ALLA MOSTRA DELLA RADIO

STAND N. 52 - dal 10 al 19 Settembre 1949

gruppo di resistenze che costituiscono un elemento vengono collocate in cellette distinte, generalmente ricavate a raggiera in una pesante fusione di bronzo nel caso che l'attenuatore nel suo insieme assuma forma circolare.

CIRCUITI

Se i vari componenti di un attenuatore sono ben realizzati e calcolati l'attenuatore deve presentare un'impedenza costante non solo alle varie frequenze, ma bensì anche in ciascuna sua posizione di attenuazione. Se ad esempio le uscite sono 1-10-100-1000 10000 microvolt, in ciascuna di queste posizioni l'attenuatore deve avere un'impedenza assolutamente costante. Nel caso specifico debrichiesti se a decadi, a nonio, ecc.; lo strumento « M » che viene impiegato; l'impedenza di carico richiesta.

La costanza dei valori d'impedenza alle varie frequenze e ai vari rapporti viene ottenuta sia con una perfetta e razionale realizzazione come pure con un esatto calcolo dei valori dei vari componenti.

Per calcolare i valori delle varie resistenze necessarie occorre iniziare non dall'entrata, ma bensì dall'uscita dell'attenuatore e procedere a ritroso. Occorre innanzitutto sapere quale è il valore che si vuole abbia l'attenuatore nella posizione più bassa. Nel caso di generatori ad A.F. specie per la taratura e la misura di sensibilità di radioricevitori, il valore di questa resistenza è generalmente di 10 ohm. Sia negli attenuatori di prima che di seconda

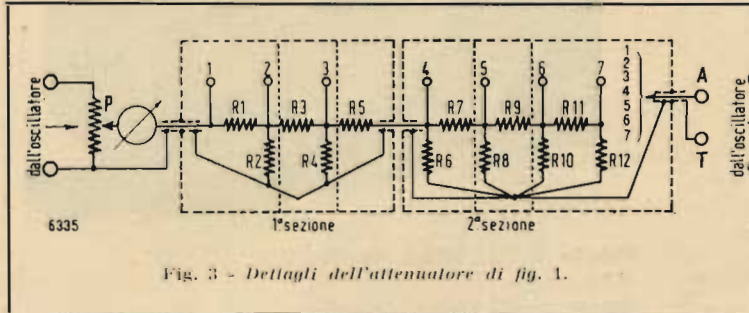



Fig. 3 - *Dettagli dell'attenuatore di fig. 1.*

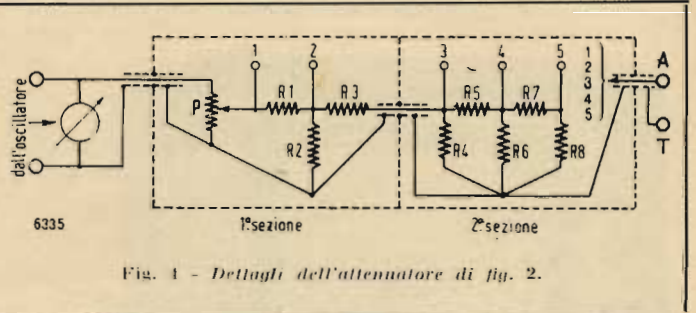



Fig. 4 - *Dettagli dell'attenuatore di fig. 2.*

gli attenuatori per generatori A.F. generalmente si adotta come valore d'impedenza quello di 10 ohm.

I ritorni di massa e la disposizione pratica dei vari componenti hanno una grande importanza, nelle fig. 3 e 4 viene riprodotto rispettivamente l'attenuatore di fig. 1 e fig. 2 come vanno realizzati in pratica.

METODO DI CALCOLO

Nella scelta dei valori di resistenza da adottare in questi attenuatori subentrano vari fattori, quali: la frequenza, la tensione e la potenza del segnale in ingresso e in uscita, i rapporti classe, la parte vera e propria dell'attenuatore si calcola nello stesso modo.

Riferendoci alla fig. 1, se noi diamo alla resistenza *R*12 il valore arbitrario di 10 ohm, possiamo subito notare che essa ha però in parallelo tutte le resistenze a monte di essa per cui non è da meravigliarsi che il valore finale misurabile risulterà di soli circa 8 ohm. Se si desidera che il valore di *R*12 sia proprio di 10 ohm occorrerà calcolarne il giusto valore dopo che si sono calcolati i valori delle altre resistenze. Si supponga che il rapporto che si vuole avere tra le posizioni 6 e 7; 5 e 6; ecc. sia sempre 10; ossia che nella posizione 7 si abbia ad es. 1 microvolt; nella posizione 6, 10 microvolt; nella 5, 100 microvolt; nella 4, 1000 microvolt.

ecc. Ciò significa che se $R12$ ha 10 ohm, $R11 + R12$ devono essere in totale 10 volte questa, ossia dare 100 ohm il che significa che se $R12$ è di 10 ohm, $R11$ deve necessariamente essere di 90 ohm. Analogamente si sarebbe proceduto se anzichè 10 i rapporti fossero stati altri qualsiasi. Se ad es. il rapporto della prima presa fosse stato 5 allora $R12 = 10$ ohm e $R11 = 40$ ohm. Si supponga come si incontra nella pratica che l'impedenza d'uscita rimanga costantemente al disotto di 10 ohm per le posizioni 7-6-5-4 dell'attenuatore. Procedendo nel calcolo, noti i valori di $R12$ e $R11$ vediamo che queste risultano in serie, ma sono shuntate da $R10$. Se si vuole che l'impedenza « effettiva » rimanga di 10 ohm possiamo calcolare $R10$ con questa formula:

$$R_{eff} = \frac{R10\,(R11 + R12)}{R10 + R11 + R12} = \frac{100 \quad R10}{100 + R10} = 10\Omega$$

quindi:

$$R10 = \frac{1000}{90} = 11{,}11\ \Omega$$

Il valore di $R9$ tenendo presente che il rapporto tra ogni presa è 10 può ora essere calcolato tenendo presente che la resistenza a destra della posizione 6 è 10 ohm così che si ha $10 \times 10 = 100$ ohm. Ciò vuol dire che la resistenza $R9 = 90$ ohm. Per calcolare $R8$ si procede come in precedenza, ossia $R8$ è shuntata da 100 ohm e deve dare un valore di 10 ohm effettivi, ossia:

$$R_{eff} = 10\ \text{ohm} = (100 \cdot R8)/(100 + R8)$$

dove: $R8 = 1000/90 = 11{,}11$ ohm.

Con lo stesso criterio si procederà per le rimanenti resistenze.

Abbiamo accennato in partenza che dando a $R12$ il valore di 10 ohm, in pratica dato che questa risulta in definitiva shuntata da tutte le altre sezioni avrà un valore di poco inferiore. Se si vuole che il vero valore fosse di 10 ohm, si sarebbe dovuto dare a $R12$ una resistenza di 11 ohm, per cui l'attenuatore sarebbe risultato così composto (fig. 5).

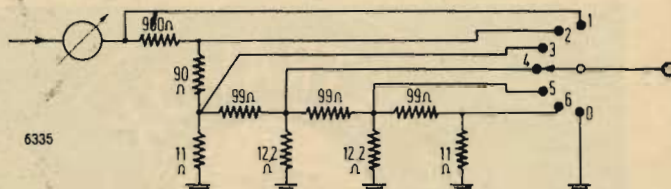



Fig. 5 - *Attenuatore per generatori standard.*

Ridotte a 6 le posizioni si preferisce in pratica aumentare l'impedenza ai valori più elevati d'uscita poichè è richiesta meno potenza al generatore se questi alimenta una resistenza da 100 ohm a 100.000 microvolt che non a 10 ohm.

Si hanno così alle varie posizioni le seguenti uscite:

Posizione	*Uscita in microvolt*	*Resistenza*
0	0	0
6	10	10
5	100	10
4	1.000	10
3	10.000	10
2	100.000	100
1	1 volt	1.000

La scelta dello stumento di misura M ha la sua importanza; sappiamo che la corrente è di 1 volt : 1000 ohm = 1 milliampere nella posizione *I*; ma va tenuto conto della resistenza propria dello strumento per quanto piccola possa essere. L'impiego di un voltmetro a valvola, soluzione oggi quasi universamente adottata, offre maggiori garanzie di robustezza e precisione di taratura. Basterà tarare il voltmetro in modo che indichi la tensione costante di 1 volt all'ingresso dell'attenuatore, per cui essendo noti i rapporti delle varie posizioni si conosceranno senz'altro i valori d'uscita.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA RIPRODUZIONE CINESONORA

di Sergio Finzi

La riproduzione fonica cinematografica, pur avendo i caratteri tecnici di altri tipi di installazioni elettrosonore, differisce tuttavia da questi per il sistema di rilevamento del suono (che avviene per via fotoelettrica), e per la più grande importanza che assume il fattore qualità, in relazione alle esigenze artistiche, essenziali per il buon successo di uno spettacolo cinematografico.

La qualità è in questo campo legata (oltre che alla fedeltà, alla dinamica, al livello del rumore di fondo) alla tecnologia, che assume un ruolo di primo piano: ogni anello della catena di trasduzione del suono, dalle apparecchiature di cabina alla sala, ha infatti una sua parte nella buona riuscita dell'impianto ed il suo buon funzionamento, condizione essenziale di successo, è legato all'accuratezza della sua costruzione.

1) Il rilevamento del suono.

Il problema tecnico della riproduzione del suono inerente alla scena in proiezione è risolto, (oggi che i sistemi di registrazione su disco sono definitivamente tramontati) assieme a quello della sincronizzazione con la scena stessa, mediante l'adozione della cosidetta « colonna sonora »: una pista larga circa 3 mm corrente lungo la pellicola a fianco di fotogrammi (fig. 1).

Traslandosi, con la velocità del film, davanti ad un pennello luminoso opportunamente disposto, essa è capace di modularne il flusso di luce, variando la trasparenza della celluloide oppure l'area di passaggio del flusso stesso (sistemi di registrazione a densità, rispettivamente ad area variabile, fig. 1 *a* ed 1 *b*). Se quindi la colonna era stata impressionata, in fase di ripresa, con ritmo acustico, essendo tenuta in moto con la stessa velocità con cui ora si svolge davanti al pennello luminoso, essa rappresenta un vero e proprio diagramma del suono, ed è capace di imprimere sul flusso la sua modulazione fonica. Supponiamo che questo flusso, uscendo dalla colonna, investa il catodo di una fotocella: la modulazione luminosa verrà allora convertita in modulazione elettrica, e come tale può essere amplificata da tubi elettronici. (Non crediamo di disconoscere l'intelligenza del lettore ricordandogli come in una fotocella il flusso luminoso sostituisca, per l'azione pilota sulla corrente anodica, la tensione sulla griglia di comando di un comune tubo amplificatore, e come le fluttuazioni di corrente anodica possano essere utilizzate mediante un carico anodico).

Una tale disposizione è quello che in cinematografia si denomina « testa sonora ». Essa può essere schematizzata come fig. 2 indica.

Il flusso luminoso Φ della lampada eccitatrice *L* viene focalizzata sul piano della colonna sonora *Cs* dal cannocchiale *O*, sotto forma di un segmento luminoso *S* (segmento lettore) mediante il diaframma *F* contenuto in *O*. Detto segmento è largo all'incirca quanto la colonna sonora, ed alto pochi centesimi di mm.

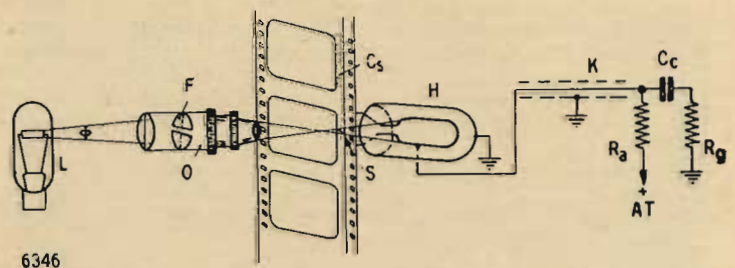



Fig. 2 - Disposizione schematica di una « testa sonora ». *L* è la lampada eccitatrice il cui flusso luminoso viene concentrato sulla fotocella *H* alla quale giunge attraverso il piano della colonna sonora *Cs*.

Fig. 1*a* e 1*b* - A sinistra colonna sonora a densità variabile, a destra colonna sonora od aerea variabile.

Il film, trainato dai rotismi del proiettore, si svolge nella sua sede di scorrimento con velocità costante. Dietro agli organi di guida è situata la fotocella *H* che un « cavo cellula » *K* schermato collega alla sua alimentazione ed all'entrata dell'amplificatore di tensione, attraverso agli organi di accoppiamento *R* e *C*. La fig. 3 illustra una moderna testa sonora, come oggi è realizzata in pratica.

Il funzionamento di questo particolare tipo di fonorilevatore è bene lumeggiato dalla trattazione analitica.

Si consideri ad esempio la fig. 4 che rappresenta il tratto di una colonna sonora ad area variabile occupato da un periodo di sinoide di frequenza *f*. Si istituisca il sistema di assi *x*, *y*, come in figura, e si consideri l'ubicazione del segmento lettore, di altezza *h*, all'istante generico *t*, ed all'ascissa *x*. La lunghezza *l* del segmento resta nel senso delle *y*. La lunghezza del periodo di sinoide occupi un tratto τ di pellicola. Espressa la modulazione con:

$$y = l/2 \cdot (1 + \cos 2\pi x/\tau) \quad [1]$$

La trattazione conduce ad una componente continua di flusso luminoso:

$$\Phi_0 = Ilh/2 \quad [2]$$

e ad una componente alternativa:

$$\Phi_1 = \Phi_{1m}\, e^{\,j\omega\,(t + h/2V)} \quad [3]$$

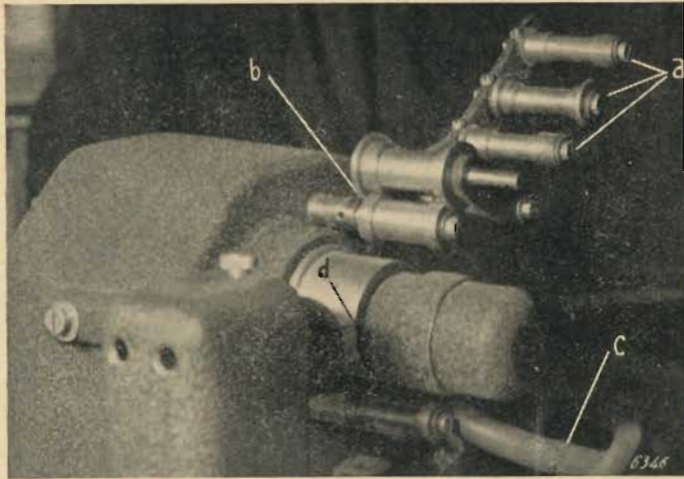



Fig. 3 - La fotografia illustra una moderna « testa sonora ». Nella foto sono visibili in a) i rullini di guida della pellicola cinematografica; in b) il rullo pressore; in c) il « cavo cellula » schermato che collega la fotocellula all'entrata dell'amplificatore; in d) la feritoia di passaggio del flusso luminoso destinato ad impressionare la fotocellula.

con:

$$\Phi_{1m} = Ilh/4 \left| \frac{sen\ 2\pi hf/2V}{2\pi hf/2V} \right| = \Phi_0/2 \cdot \Psi(2\pi hf/2V) \qquad [4]$$

nelle quali:

l = lunghezza del segmento lettore;
h = altezza del segmento lettore;
I = illuminazione uniforme del segmento.
V = velocità di trascinamento del film.

Posto $2\pi hf/2V = p$, si ha:

$$\Phi_{1m} = \Phi_0/2\ \Psi\ (p) \qquad [5]$$

dove $\Psi\ (p)$ è la funzione *sen p/p*. Il suo andamento è in fig. 5. Da essa si ricaverebbe come, a condizione che Φ_0 resti costante, la massima resa si otterrebbe per $p = 0$, cioè, a parità di frequenza, per segmento lettore molto basso, al limite di altezza nulla; oppure ancora per frequenze molto basse, o per velocità V grande, a parità di altezza di segmento. Inoltre si nota come esista la possibilità di estinzione completa del flusso alternativo per valori di p multipli di π, intervallati a massimi di grandezza successivamente decrescente. Quest'ultimo fatto ha una rispondenza nella pratica, dato che l'estinzione avviene quando l'altezza del segmento è corrispondente a multipli di mezzo periodo.

E' però facilmente comprensibile che, al decrescere di h, poichè l'illnminamento I non può essere aumentato oltre al limite consentito dalla lampada eccitatrice, anche il flusso continuo Φ_0 diminuisce. Ne risulta che Φ_{1m} sarà massimo per un valore di p che si può ricavare per derivazione della [4]:

$$p = \pi/2 \qquad [6]$$

Rispetto a questo valore del parametro si ha una attenuazione:

$$a = (\Phi_{1m})_0 / \Phi_{1m} = \frac{2/\pi}{sen\ p} \cdot p \qquad [7]$$

La [7] permette di ricavare la curva di risposta della parte ottica della testa sonora. Traducendola in unità logaritmiche si ottiene un'espressione che facilmente può essere conglobata con quelle dei successivi organi di accoppiamento e di trasduzione, ai fini di poter valutare l'intera risposta di tutto l'impianto; si può scrivere:

$$A = -20\ log_{10}\ \Psi\ (p) \qquad [8]$$

La fig. 6 dà la curva di risposta ricavata mediante la [8] con valori normali di h e di V. Essa, come abbiamo detto, dovrà essere conglobata con le curve degli altri organi della testa, onde avere la caratteristica globale del dispositivo di rilevamento del suono: essenzialmente, a valle dell'ottica, si trova la fotocella, il cavo di accoppiamento all'amplificatore, la rete R-C di accoppiamento alla griglia del primo tubo. La cellula fotoelettrica ha in genere una resa di frequenza uniforme su tutto lo spettro acustico, anche se del tipo a gas. L'influenza del cavo di accoppiamento (cavo cellula) è sensibile solo alle frequenze alte, ed è quella di una capacità derivata che diminuisce il carico equivalente della fotocella; esso riduce quindi la resa secondo il solito rapporto

$$1/(1 + j\omega RC_d)$$

dove C_d è la capacità derivata, composta qui da quella del cavo, sempre preponderante, della capacità di ingresso al primo tubo e della capacità interna della fotocella.

Poichè il cavo è la maggior fonte di guai quando la sua costruzione non sia curata a sufficienza, su questo si è appuntata l'attenzione dei costruttori, intesa ad aumentare il suo isolamento, a ren-

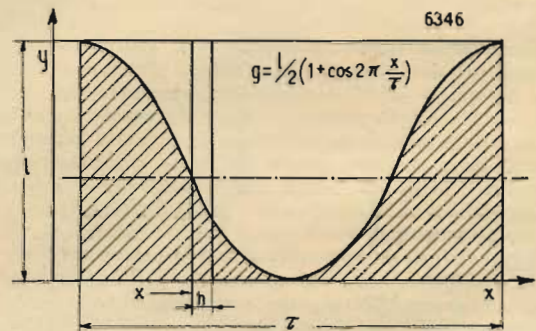



Fig. 4 - Si rappresenta un tratto di colonna sonora ad area variabile occupato da un periodo di sinoide di frequenza f. E' visibile la fessura (segmento lettore) di dimensioni h per l. Nella formula riportata in alto si deve leggere y in luogo di g.

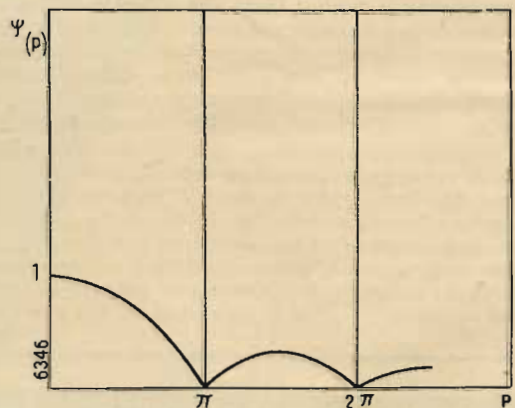



Fig. 5 - Andamento della funzione $\Psi\ (p)$.

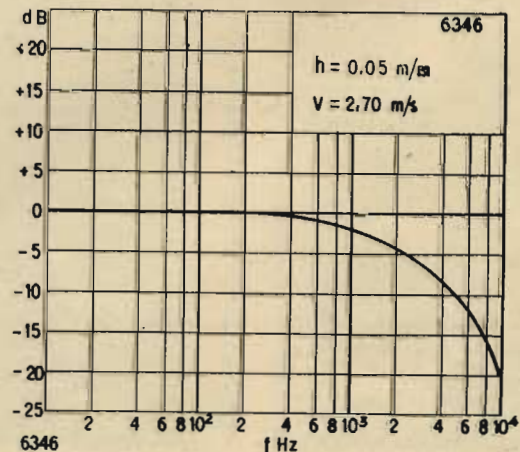



Fig. 6 - Curva di risposta ricavata mediante la relazione [8] con valori normali di h e di V.

Fig. 8 - Nelle moderne teste sonore esiste tutto un dispositivo destinato ad attenuare le vibrazioni residue della pellicola. Un ultimo rullo assicura l'aderenza della pellicola stessa alla guida. Quest'ultima è costituita da un tamburo rotante munito di adatto volano di compensazione (*b*) destinato ad attenuare le irregolarità del moto. In a) è visibile la lanterna portalampada eccitatrice e in c) le viti di regolazione della stessa.

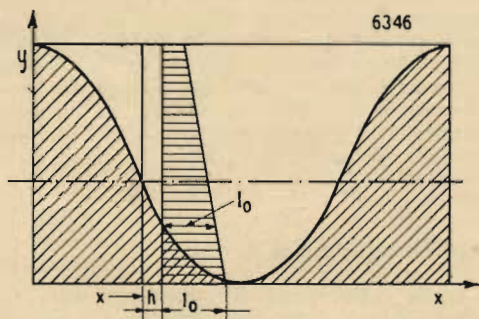
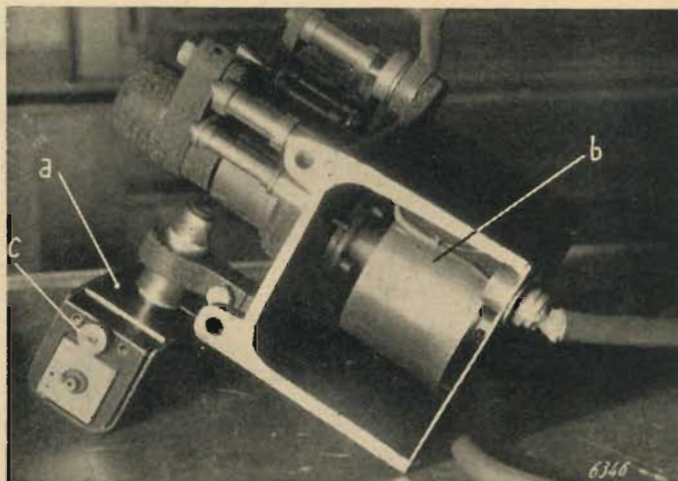



Fig. 7 - Come la fig. 4. In più è visibile il caso di illuminamento non uniforme lungo il segmento lettore, rappresentato mediante variazione del valore I_0.

Sotto, nell'ordine:

Fig. 9. - La fotografia mostra la lampada eccitatrice che è del tipo a bassa tensione, a filamento grosso e corto, lineare, di forte inerzia termica, in modo da non risentire delle variazioni a frequenza industriale del riscaldamento.

Fig. 10 - Attacco a bocchettone, di isolamento e schermatura particolarmente curati, destinato a collegare l'uscita della fotocellula con il « cavo cellula ».

derne efficiente la schermatura agli effetti elettromagnetici, a cercare di ridurne la capacità la quale pregiudica, come si è detto, le frequenze elevate a meno di compensazioni nell'amplificatore; mentre invece è in gran parte agli acuti che è dovuta la buona comprensibilità della parola. Oggi vi sono cavi con capacità che non superano 25 pF per metro di lunghezza. Ciò non ostante i due metri e mezzo di cavo che occorrono per giungere dalla testa, situata sul bancale del proiettore, all'amplificatore rappresentano un'ammettenza tutt'altro che trascurabile, in relazione anche alla resistenza interna della fotocella che si aggira sulla decina di megaohm. E' per questo che, sebbene la maggioranza dei costruttori si preoccupino della costruzione di cavi sempre più rispondenti, altri oggi tornano alla disposizione, già in uso nei primi tempi della cinematografia sonora, del preamplificatore incorporato nel proiettore: in tal modo il cavo cellula non supera in lunghezza la trentina di centimetri, e rappresenta quindi una capacità trascurabile.

Tale disposizione, classica negli impianti americani, è da noi stata adottata da pochi impianti di grandi esigenze. Che i risultati sano buoni non c'è dubbio: comunque la complicazione costruttiva è grande, esigendo il preamplificatore una perfetta sospensione elastica in relazione alla sua ubicazione che lo rende sensibile alle sollecitazioni vibratorie del proiettore; a questo aggiungasi la radicale schermatura che la vicinanza di energici campi alternati dispersi richiede, il cavo di accoppiamento all'amplificatore di linea che deve essere multipolare (occorre provvedere alla alimentazione c.c. ed all'accensione del riscaldatore del tubo): tutto questo fa comprendere come la maggioranza dei costruttori preferisca ancora l'uso del cavo cellula classico, la cui costruzione, per quanto accurata, è sempre più economica e meno problematica.

Dell'influenza del gruppo RC_c di accoppiamento non diciamo a lungo: essa, al solito, si manifesta alle frequenze basse, con una diminuzione di res. pari a $1/(1+j/RC_c)$ dove C_c è la capacità di accoppiamento, ed $R = R_g + R_a R_i/(R_a + R_i)$, al solito.

Interessa invece vedere quali distorsioni siano caratteristiche di questo rilevatore del suono, quando la sua regolazione non sia corretta: in ispecie quando il segmento lettore non sia a punto: cosa che facilmente capita, dato che le vibrazioni del proiettore a lungo andare sogliono allentare le viti di regolazione, sì che il segmento lettore può avere tutt'altra forma che quella corretta: può essere interrotto, per deposito di sudiciume nel diaframma *F*; può essere obliquo rispetto al senso di marcia della pista sonora, può essere non uniformemente illuminato. E' chiaro che il risultato è la formazione di armoniche più o meno intense.

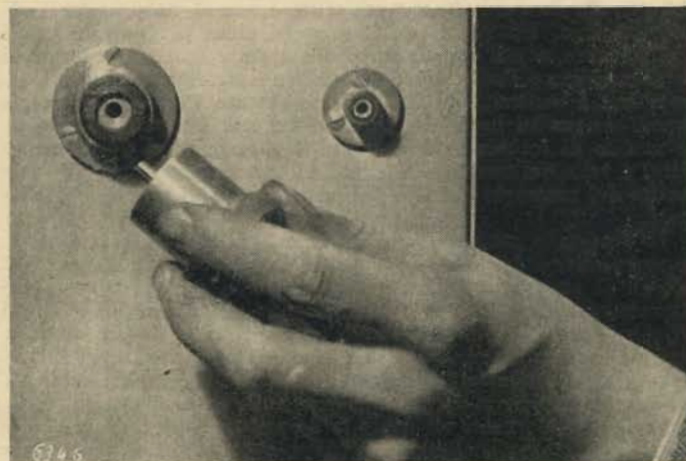
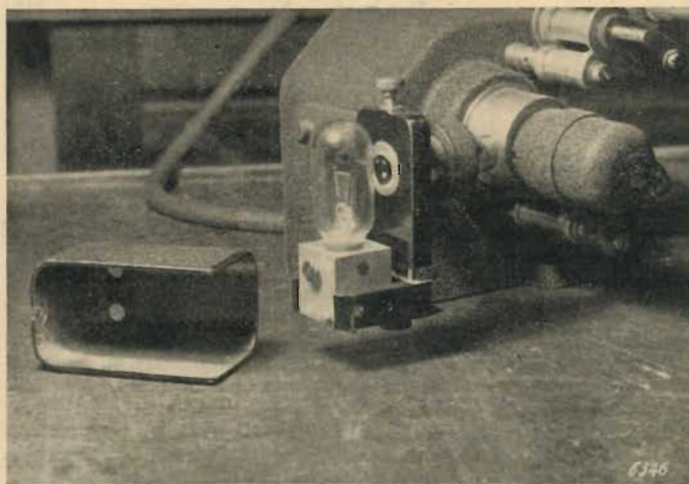
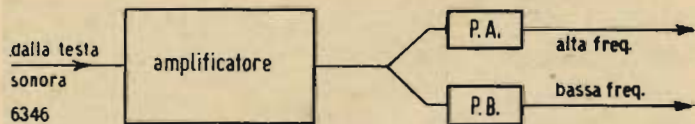



Fig. 11 - Esempio schematico della disposizione degli elementi elettronici. I canali sono due (alte e basse frequenze) e vengono separati con filtro divisore a valle di un unico amplificatore.

Fig. 12 - Raramente i canali sono separati immediatamente a valle del preamplificatore di cellula, e l'amplificazione è eseguita con due complessi separati.

Ciò si può vedere trattando ad esempio il caso di illuminamento non uniforme, assai frequente perchè dipendente dalla regolazione della lampadina eccitatrice. Si consideri la fig. 7: in essa la disuniformità è rappresentata come diagramma dell'illuminamento lungo il segmento lettore.

Il flusso elementare è:

$$d^2 \Phi = I(y)\, dx dy \qquad [9]$$

ed integrando lungo la y

$$d\Phi = \left[\int_o^y I(y)\, dy \right] dx \qquad [10]$$

il flusso totale della fenditura all'istante t è allora:

$$\Phi = \int_x^{x+h} dx \int_o^y I(y)\, dy \qquad [11]$$

in cui il limite superiore dell'integrazione rispetto ad y è evidentemente l'inviluppo di modulazione $y = l/2\ (I + cos\ 2\ x/\tau)$.

Se, ad es., l'illuminamento è progressivamente decrescente, $I(y)$ può essere espressa nella forma:

$$I(y) = I_0 - Ky \qquad [12]$$

e la [11] fornisce allora le seguenti componenti di flusso:

$$\Phi_0 = lh/2 \cdot I_0 - l^2h/4 \cdot K \qquad [13]$$

$$\Phi_{1m} = lh/4\ (I_0 - kl/2)\ \Psi'(p)\ e^{j\omega(t - h/2V)}$$

$$\Phi_{2m} = Kl^2/16\ \Psi'(2p)\ e^{j\omega(t + h/2V)}$$

ossia si registra la comparsa di una seconda armonica la cui grandezza dipende da K, ossia dall'entità della disuniformità, e da p, ossia dalla frequenza, accompagnata da fenomeni singolari, come quello dell'annullamento della 2ª armonica per la frequenza di resa massima, per la quale essendo $p = \pi/2$, $\Psi(2p) = 0$, si ha effettivamente $\Phi_{2m} = 0$, contrariamente a quanto sarebbe logico aspettarci.

Le imperfezioni di costruzione meccanica, influendo su V, quindi su p, aggiungono altre distorsioni, alle quali è intesa ad ovviare la disposizione dei rulli di trasporto e delle guide del movimento della pellicola (fig. 3). Si hanno quindi nelle moderne teste sonore, come mostrano le fotografie, serie di rullini di guida che portando la pellicola, uscente dal rocchetto di trasporto della croce di malta, alla sede di scorrimento davanti al cannocchiale lettore, ne attenuano le vibrazioni, che introducendo pulsazioni a frequenza udibile in V, introdurrebbero dei trilli e gemiti dannosissimi alla riproduzione. Un ultimo rullo pressore frena la pellicola prima della lettura, con il doppio scopo di smorzare le residue vibrazioni e di assicurare l'aderenza della pellicola stessa alla guida. Quest'ultima è costituita da un tamburo rotante (fig. 8), imperniato quasi sempre su bronzine, portante nel suo interno la fotocella, e munito di feritoia sufficiente per il passaggio del flusso modulato, a valle del tamburo, altri rullini tensori completano la testa, prima del passaggio del film nell'ultimo rullo di traino del proiettore.

Le fotografie mostrano questi particolari, assieme al volano di compensazione del tamburo rotante, la cui evidente funzione è quella di attenuarne le irregolarità di moto, e di assicurare così la costanza, essenziale, di V. La lampada eccitatrice (fig. 9) è del tipo a bassa tensione, a filamento grosso e corto, lineare, di forte inerzia termica, in modo da non seguire con variazioni di illuminamento le variazioni a frequenza industriale del riscaldamento, che introdurrebbero, in caso di scarsa inerzia del filamento stesso, componenti di rumor di fondo a frequenza doppia di quella di rete. La lanterna che ospita la lampada porta viti di regolazione (fig. 8 c) per la messa a punto della stessa rispetto al cannocchiale ed al diaframma. In complessi di grande classe l'alimentazione della lampada anzichè essere effettuata mediante un semplice trasformatore, è effettuata con raddrizzatore trifase e filtrata, ciò permette di spingere la resa verso le basse frequenze, senza temere ronzi che purtroppo si manifestano sempre con l'alimentazione in c.a., specie quando la lampada viene tenuta dall'operatore di macchina sottovoltata, pensando che il flusso luminoso dà ancora una uscita sufficiente!

2) L'amplificazione del suono.

Secondo anello della catena di trasduzione della modulazione fonica è, come abbiamo detto, l'amplificatore di linea, le cui caratteristiche tecniche sono quelle di ogni dispositivo del genere per installazioni elettrosonore, ma le cui esigenze sono assai severe, specie dal lato tecnologico della costruzione. Gli schemi sono normali e non faremo al lettore il torto di ritenere che ne ignora le linee generali. Soltanto, si nota una grande abbondanza nel dimensionamento, derivante dalla richiesta assoluta sicurezza di funzionamento, vitale per un cinematografo moderno. Stadi amplificatori di tensione a resistenza capacità, con componenti generosamente dimensionati (fig. 13), stadi di potenza in controfase, con potenze che vanno dalla decina alla quarantina di watt, disposizione di filatura accuratamente studiata per ottenere il minimo di effetti retroattivi senza eccessive schermature: ecco i caratteri generali dei complessi per cinema.

Quello che li caratterizza dai comuni amplificatori per usi generali è la presenza dello stadio praemplificatore di cellula, come lo richiede la bassa uscita di questa, non superante, neppure con le moderne fotocelle a gas nobile, la ventina di millivolt. Si tratta in genere di un pentodo, quasi sempre del tipo americano 6J7 (pare che per i costruttori di queste apparecchiature non esista altro tubo. .) montato in sospensione antifonica ed accuratamente schermato alla cui griglia di comando fa capo, attraverso il gruppo

Fig. 13 *a* - Gli stadi amplificatori sono per lo più generosamente dimensionati, con filature accuratamente disposte.

di accoppiamento RC_c precedentemente menzionato, l'uscita della fotocella, che vi è condotta dal cavo cellula di cui abbiamo discorso. Questo si congiunge attraverso attacco a bocchettone di isolamento e di schermatura particolarmente curati, di cui le fotografie (fig. 10) danno un esempio di particolare buona fattura. L'importanza di detto bocchettone di attacco è chiara, considerando cosa vuol dire la sicurezza dell'attacco, quando il cavo giungente è scosso dalle vibrazioni del proiettore, e a valle dell'attacco esiste un amplificazione che va fino alle griglie del controfase finale, sulle tre quattromila volt in media: l'imperfezione, anche minima, dell'attacco si manifesta con insopportabili rumori e scricchiolii che disturbano la riproduzione e... allontanano lo spettatore dal locale. Sempre allo scopo di ottenere la più grande sicurezza i condensatori elettrolitici sono banditi dai buoni complessi e sostituiti da blocchi telefonici a carta, con elevata tensione di prova.

Negli impianti dei maggiori cinematografi la tecnica della amplificazione si è affinata, nel senso di suddividere la banda di frequenze trasmessa in canali che fanno capo a gruppi di altoparlanti particolarmente adatti alla riproduzione dei canali stessi. I canali sono normalmente due (tanto che l'impianto di alta fedeltà è normalmente denominato « bifonico ») e vengono separati con filtro divisore a valle di un amplificatore unico (fig. 11). Pochi costruttori usano invece separare i canali immediatamente a valle del preamplificatore di cellula, ed amplificare separatamente i due canali con due complessi separati (fig. 12). Però la prima soluzione, più semplice, è più diffusa. I filtri assumono delel forme semplicissime essendo molte volte formati di un semplice condensatore in serie per la discriminazione degli acuti, mentre per i bassi non esiste alcun organo discriminante (fig. 11). In schemi americani, l'autore ha addirittura visto dei filtri tipo *R-C!* Per questi impianti cosidetti bifonici è naturale che si cerchi di ottenere due separate regolazioni di tonalità: quasi sempre effettuate sfruttando l'effetto tagliante verso i bassi del condensatore di accoppiamento C_c interstadiale, e quello di un condensatore in derivazione verso la parte alta dello spettro. Poco usati sono i circuiti di correzione sfruttanti la controreazione. Anche questa compare assai di rado ed in forme semplicissime, in grado assai ridotta.

Chiudiamo questa rapida disamina accennando ai riproduttori: questi, situati dietro lo schermo di proiezione, sono del tipo elettrodinamico, a grande cono. Negli impianti bifonici, il dinamico a grande cono è riservato al canale delle basse frequenze, che richiedono appunto ampia superficie radiante ed elongazioni assialmente notevoli; più spesso, sono montati in tromba ad ampio sviluppo, del tipo a chiocciola per ragioni di ingombro. Le alte frequenze usufruiscono di trombe multicellulari, atte a raggiare il suono, particolarmente direzionale in questo caso, su un ampio settore. Le trombe sono alimentate molte volte attraverso capsule e camera di comprensione che fa capo agli elementi di tromba. Sono stati sviluppati tipi d'altoparlanti speciali per la resa uniforme su ampia banda, ma si tratta, purtroppo, di realizzazioni di oltre oceano. Da noi, invece, la tecnica elettroacustica in questo ramo non ha affrontato il problema dell'ampia banda con lo stesso altoparlante: esistono peraltro notevoli modelli di gruppi di altoparlanti particolarmente studiati, taluni dei quali presentanti caratteri di grande originalità. Comunque sia, il campo della tecnica cinematografica è ancora in marcia verso forme di tecnica più progredite, quali l'arte, che è in fondo il movente del buon lavoro cinematografico richiede. *

Fig. 13 b - Particolare della figura precedente, dalla quale è visibile la accurata disposizione degli elementi degli stadi amplificatori.

BIVALVOLARE A BATTERIE

(6358)

Lettori carissimi non sorprendentevi, sono la moglie (o la YL) di un dilettante che, guarda caso, ha il ricevitore domestico che non va, e quindi durante la giornata resto proprio tutta sola. Visto che le mie recriminazioni non sono mai valse a nulla, mi sono eroicamente decisa, e sono andata a frugare nel materiale del marito col preciso scopo di metterlo tutto sotto sequestro fino a riparazione ultimata. Ma poi quando mi sono vista in mano tutti quegli aggeggi assai carini invero, ho mutato opinione ed ho deciso di far vedere al consorte che anch'io ci sapevo fare, e così un bel giorno, tornando a casa, il mio Puccetto (si l'ho chiamato così, perchè?) montato su una assicella di legno andava a voce spiegata. Non che fosse un capolavorone, no, anzi! ma il marito commosso ha per prima cosa rimesso in sesto la grossa radio di casa, e poi, degnazione! ha guidato la mia mano inesperta (la poca pratica era solo per aver visto maneggiare i ferri) e così, nei giorni senza luce il mio elegantissimo Puccetto è andato sempre che era un piacere. Ed ecco come l'ho fatto (nella edizione corretta, dell'altra è meglio non parlarne!):

Ho preso un telaino di alluminio, il coperchio di una vecchia scatola, di cm $6\frac{1}{2} \times 9$, alto circa cm 3, e gli ho fatto i fori come si può vedere dallo schizzo, e cioè i due per gli zoccoli, e quelli per le prese di antenna e terra, per l'altoparlante e l'interruttore ed ho montato i rispettivi pezzi, poi con due squadrette ho sostenuto i variabili fissandoli con due viti, ed il trasformatore di uscita

(comodo per quanto si voglia ascoltare stando a letto e si usi la cuffia), sotto al condensatore di sintonia ho sospeso la bobina, e sotto a quello di reazione il condensatore elettrolitico. Gli altri pezzi così come veniva durante il montaggio.

Lo schema è assai semplice, così dice il marito (ma a me pareva una cosa complicatissima!) una 1S5 rivela in reazione, ed una 1S4 amplifica in bassa frequenza, tanto da sentire le locali in buon altoparlante, e in più qualche estera. Questo qui a Milano, fuori in campagna le cose cambiano e si sentono una quantità di emittenti. Bisogna stare attenti a non intrecciare troppo i fili nei collegamenti, e quindi orientare gli zoccoli prima durante il fissaggio, e a fare bene le saldature perchè il destino di Puccetto è quello di essere trasportato da una camera all'altra e da una casa all'altra, infatti, mi rivolgo alle altre YL, il successo che avrete presso le amiche sarà certo enorme, e tutte vorranno sentire il cosino che « va senza luce ».

Il marito, naturalmente, l'ha ficcato dentro una scatolina di metallo che ha fatto verniciare in nero satinato come le macchine fotografiche con una grata fitta di rete metallica davanti all'altoparlante (io lo preferivo in un mobiletto grazioso in legno e stoffa)

con le pile e tutto, e con i suoi bottoni neri sta proprio bene. Poi gli ha messo le onde corte, ma questo lo lascio dire a lui. Mi limito ad augurare buona fortuna a tutte le inesperte come me che si cimenteranno in imprese del genere.

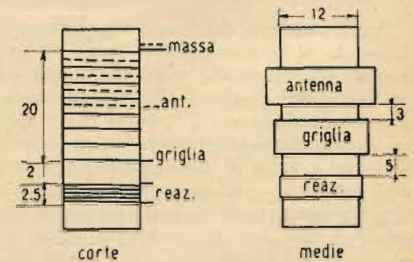
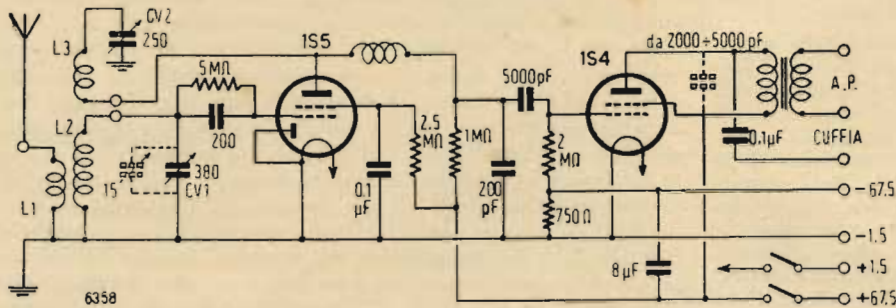
*

Nota del marito: Montato così è diventato un ottimo monitore per controllare la qualità di modulazione o la nota in telegrafia, oltre che ad ascoltare le radiofoniche dai 18 ai 50 metri. Per le bobine: ho radunato i dati in un prospetto. La sintonia è ottenuta con una manopolina a demoltiplica 1 a 5 che va abbastanza bene anche sulle corte, con una piccola scala parlante.

Gamma onde medie:

Antenna: 350 spire, ∅ 0,2 mm seta.
Griglia: 100 spire, 20 × 0,07.
Reazione: 40 spire, ∅ cm 0,2 seta.
Supporto: ∅ = 12.

Gamma onde corte:

Antenna: 5 spire, ∅ 1 mm smalto, interavvolte.
Griglia: 15 spire da 1 mm nudo, lunghezza 20 mm.
Reazione: 7 strette, 0,5 smalto.
Supporto: ∅ = 12.

MATERIALE USATO

Valvole 1S5 ed 1S4 con zoccoli (uno in ceramica per la rivelatrice).
4 resistenze da 1 Watt: 1 Mohm, 2,5 - 2 - 5 Mohm.
1 resistenza da 1 Watt: 750 ohm.
1 condensatore variabile ad aria da 380 pF di capacità.
1 condensatore variabile a dielettrico da 200 per la reazione.
1 condensatore elettrolitico da 8 microF.
4 condensatori a carta, 0.1 microF e 5000 pF: 2 per tipo.
2 condensatori a mica da 200 pF.
1 interruttore a due vie.
1 impedenza da 2,5 mH.
Prese antenna e terra e per la cuffia.
Telaio di alluminio come descritto.
Bobine come da tabella (eventualmente il commutatore per le corte).
Filo per collegamenti e viterie varie.

Il Canale Video-Audio in televisione (PARTE SECONDA)

TRASMISSIONE CON SINGOLA BANDA LATERALE - ATTENUAZIONE DELLA PORTANTE IN RICEZIONE OVVERO IN TRASMISSIONE

del dott. ing. Antonio Nicolich

3) TRASMISSIONE CON SINGOLA BANDA LATERALE. - ATTENUAZIONE DELLA PORTANTE IN RICEZIONE OVVERO IN TRASMISSIONE.

Si è detto che le difficoltà di trasmissione e di ricezione aumentano con la vastità della gamma di frequenza di modulazione e impongono di diminuire il più possibile la larghezza del canale; a questo scopo la trasmissione di una sola banda laterale si presenta quanto mai opportuna, infatti essa acconsente di ridurre a poco più della metà la gamma utile. E' evidente che la eliminazione della banda laterale non desiderata debba effettuarsi al trasmettitore per non complicare e rendere costosi i ricevitori.

Sorge intanto il problema di decidere quale delle due bande laterali dovrà essere eliminata e quale ritenuta; considerando che la realizzazione dei filtri è tanto più agevole quanto più basse sono le frequenze in gioco, si conclude che la banda da eliminare è quella inferiore, ossia verrà trasmessa la banda laterale superiore corrispondente alle frequenze più alte.

La selettività dei filtri da impiegarsi deve assicurare un'attenuazione di 60 db di tensione (o 30 db di potenza) nello spazio di 0,5 MHz.

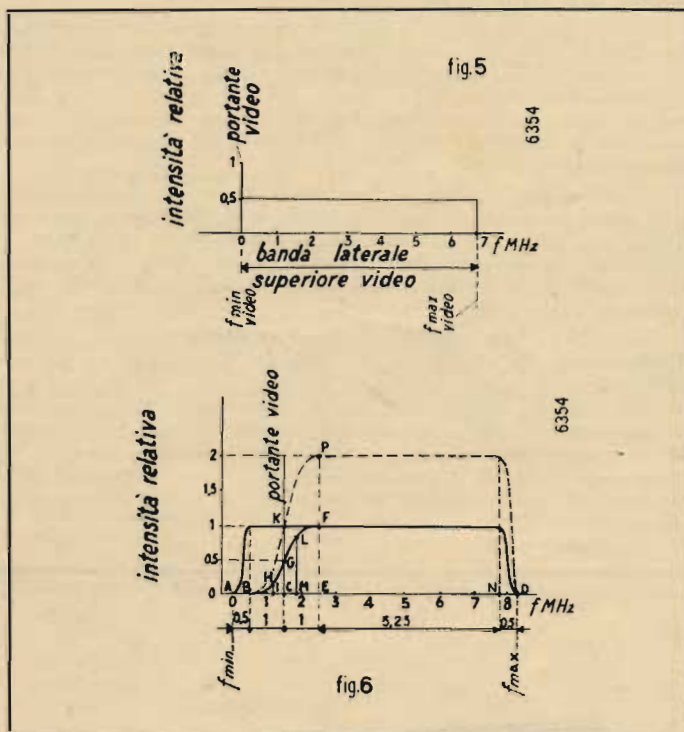
L'acutezza di taglio di un filtro si suole definire con l'espressione:

$$k\% = \frac{Nf_0}{\Delta f} \cdot 100$$

dove N è l'attenuazione in db, f_0 è la frequenza di taglio, Δf è l'intervallo di frequenza agli estremi del quale si verifica l'attenuazione N. Un filtro ideale deve possedere caratteristiche tali che esista una relazione di linearità fra spostamenti di fase e la frequenza, per modo che tutte le frequenze presentino un ritardo uniforme.

In pratica ciò non si ottiene; il tempo di ritardo (inteso come rapporto della variazione infinitesima di fase alla variazione infinitesima di frequenza) è funzione della frequenza e la sua disuniformità è tanto maggiore quanto più acuta è la caratteristica di taglio del filtro. Detto ritardo è direttamente proporzionale a $k\%$ e inversamente a f_0. Se il taglio della banda laterale, deve iniziare a 0,75 MHz dalla portante ed essere completato nello spazio di 0,5 MHz, il ritardo assume valori compresi tra 1,2 e 0,3 microsecondi dalla frequenza a cui inizia l'attenuazione fino alla portante (intervallo di 0,75 MHz), mentre le frequenze superiori alla portante corrispondenti alla banda laterale superiore vengono ritardate sempre meno. Poichè un ritardo di 0,15 μsec è ancora avvertibile nella pratica della televisione, è chiaro come l'uso dei filtri in parola sia dannoso alla riproduzione per un intervallo di oltre 2 MHz.

Per l'eliminazione della banda laterale non desiderata si sono studiati vari sistemi che devono in ultima analisi pervenire alla dissipazione dell'energia corrispondente alla banda soppressa. Generalmente questi metodi sono basati sull'uso di un filtro appropriato disposto fra lo stadio finale di potenza del trasmettitore e l'antenna, alla quale perviene la banda superiore desiderata, mentre quella inferiore viene deviata sopra un carico resistivo fittizio che ne dissipa per effetto Joule l'energia corrispondente. Altro metodo di eliminazione di banda è quello di modulare col segnale video una frequenza portante di valore inferiore della vera portante di trasmissione; la soppressione della banda non desiderata avviene a questa portante intermedia, per la quale i filtri, essendo a frequenza minore sono più efficienti, presentano caratteristica di taglio più dolce e minor $k\%$, cioè sono più semplici da realizzare. Altri filtri presentano carattere ohmico costante nella banda che lasciano passare e carattere reattivo nella banda da attenuare, la cui energia viene dissipata nei tubi dello stadio amplificatore di potenza, anzichè in una resistenza di carico fittizio.

I filtri di cui si è fatto ora cenno provvedono all'attenuazione (indispensabile per il sistema di trasmissione con una singola banda) della banda laterale inferiore. Accanto a questa dobbiamo considerare un'altra attenuazione concettualmente non indispensabile, ma non meno necessaria nella pratica: si tratta dell'attenuazione della portante al 50% del suo pieno valore. La necessità di operare tale eliminazione scaturisce dalla seguente intuitiva considerazione: il filtro che elimina la banda laterale inferiore non agisce con un taglio netto alla frequenza della portante, per cui questa si trovi a coincidere col lato verticale sinistro di un rettangolo

ideale rappresentante la banda trasmessa come in fig. 5, ma inizia la sua azione ad una frequenza alcunchè inferiore a quella portante (circa 1 MHz) successivamente presenta un fronte che, per quanto ripido, richiede un intervallo di circa 0,5 MHz per raggiungere la massima attenuazione; la fig. 6 rappresenta schematicamente tale stato di cose, dove C coincide colla frequenza portante, B è la frequenza in cui inizia il taglio, la completa eliminazione della banda ottenendosi solo alla frequenza del punto A. E' evidente che per le frequenze comprese tra B e C e tra C ed E simmetrico di B rispetto alla portante, la trasmissione avviene su tutte due le bande di modulazione, mentre per le frequenze più alte oltre E la trasmissione avviene con singola banda. Ciò significa che le basse frequenze comprese tra B ed E vengono irradiate con doppia intensità delle frequenze comprese fra E e D. Per ovviare a questo inconveniente è necessario disporre un filtro in ricezione che presenti una caratteristica di taglio corrispondente alla curva B G F essendo G il punto di mezzo del segmento rappresentativo dell'intensità della portante; tale curva deve possedere i due rami BG e GF simmetrici nel senso che per ogni coppia qualsiasi di segmenti equidistanti dalla portante e compresi fra B ed E, come MI ed LM la somma dei due segmenti sia uguale all'unità, ossia $MI+LM = 1$ (per es. se $MI = 0{,}2$ deve essere $ML = 0{,}8$). L'intensità corrispondente a questa somma è perciò quella che si avrebbe se la banda superiore esistesse da sola con intensità 100%, mentre la banda

(segue a pagina 283)

Apparecchio radioricevente ad alta sensibilità

di Gaetano Dalpane

L'apparecchio radio che stiamo per descrivervi è stato realizzato dallo scrivente da oltre un anno. I risultati, per quanto riguarda la fedeltà acustica sono veramente soddisfacenti. Durante questo periodo si è avuto modo di apportarvi leggere modifiche, di controllarlo all'oscillografo e al distorsiometro ed eseguire prove e misure. E' stato paragonato anche con apparecchi molto più complessi e costosi. L'orecchio ha dato anche a molti ascoltatori una impressione molto favorevole, per quanto tale favore sia dipendente da molte condizioni.

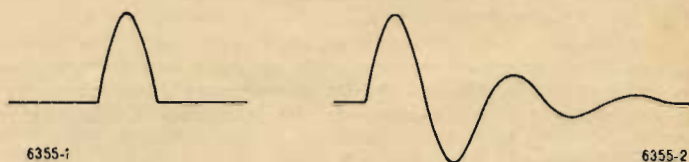
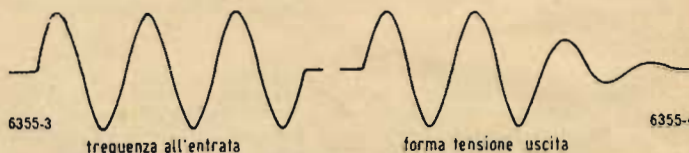
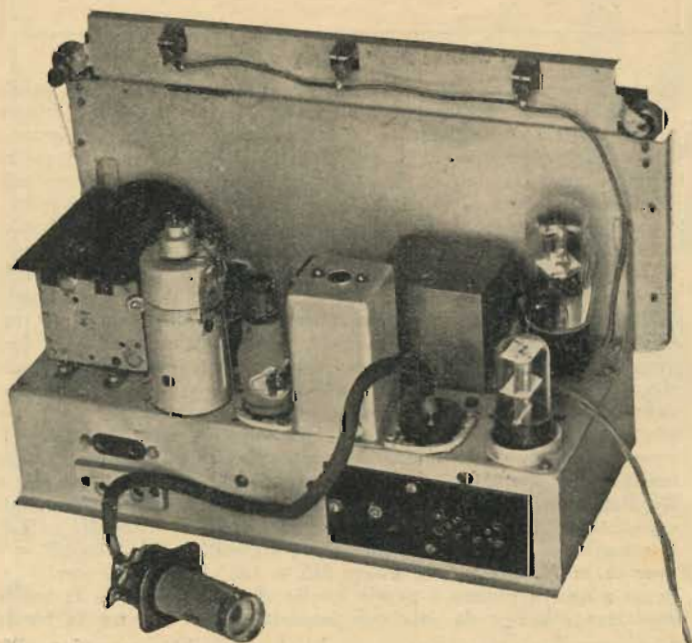
Come si può notare l'amplificatore in B.F. e di potenza risulta più complesso e il carico di uscita non è disposto sull'anodo, ma sul catodo. Ed ora passiamo a descrivere le ragioni che ci hanno indotti al progetto di un simile apparecchio.

La riproduzione acustica data da un complesso elettroacustico qualsiasi è come noto, molto lontana dall'essere veramente fedele. A parte la distorsione di frequenza imposta alle attuali trasmissioni a modulazione di ampiezza (taglio delle freq. oltre i 4500 Hz), molte distorsioni vengono introdotte nel sistema ricevente per quanto riguarda la A.F. e B.F., l'amplificatore di potenza e relativo altoparlante.

Anche se amplificatore e altoparlante rispondono perfettamente nell'intero campo di frequenze, anche se la distorsione armonica entro tale campo si mantiene bassa, resta sempre una forma di distorsione molto grave: la distorsione dei transitori, o distorsione transitoria, che si verifica quando all'uscita dell'amplificatore venga collegato l'altoparlante.

Detto altoparlante rappresenta per l'amplificatore un carico particolarissimo. La membrana del diffusore elettro-acustico ha una certa massa e quindi una certa inerzia: massa che non si può ridurre oltre un certo limite, poichè, come è noto, un cono debole si sovraccarica anche a potenza relativamente ridotta. Se all'entrata di un amplificatore si invia un impulso di brevissima durata come è mostrato in fig. 1, si nota all'oscillografo, che l'andamento della tensione di uscita e quindi il suono che ne risulta appare come in fig. 2.

Ciò è dovuto al fatto che a causa della sua massa, il cono non è smorzato sufficientemente. Se invece all'entrata dell'amplificatore si invia una qualsiasi frequenza che venga ben riprodotta, e se il segnale entrante si interrompe bruscamente, all'uscita si nota che l'oscillazione non cessa altrettanto istantaneamente, ma scompare con un'oscillazione smorzata il cui periodo non è quello della frequenza entrante, ma quello della frequenza di risonanza fondamentale del cono (figg. 3 e 4).

Infine se si varia continuamente la freq. all'entrata dell'amplificatore, passando sulla freq. di risonanza dell'altoparlante, la riproduzione sarà affetta da sovrapposizione e quindi esaltazione di detta freq. anche se il responso acustico era lineare entro il campo di frequenze riprodotto. Tale distorsione è dannosa alla buona riproduzione acustica, e anche se la frequenza trasmessa non

Figg. 1 e 2 - A sinistra l'impulso brevissimo inviato all'entrata dell'amplificatore. - A destra l'andamento della tensione di uscita.

Figg. 3 e 4 - A sinistra: se all'entrata dell'amplificatore si invia una qualsiasi oscillazione che venga ben riprodotta e la stessa si interrompe bruscamente, all'uscita si nota un'oscillazione smorzata (vedi a destra).

Nella foto riportata a fianco è chiaramente visibile la disposizione dei vari elementi del circuito. Sono individuabili in primo piano l'indicatore di sintonia EM4, la ECH4, la EBF2, la 6SL7 e la 6N7. Su questo chassis sono montati tutti gli elementi che nello schema generale si trovano al di sopra della linea tratteggiata.

passa sulla freq. di risonanza del cono, la distorsione transitoria si verifica sempre al variare dell'intensità e della freq. entrante. In altre parole, compare continuamente e per brevi istanti una freq. e quindi un suono che non viene inviato all'amplificatore, freq. pari alla freq. di risonanza del cono, che si sovrappone continuamente dando luogo a un caratteristico rimbombo. Tale fenomeno è noto, e se ne può rendere conto facilmente ascoltando un apparecchio radio che riproduca bene le frequenze basse.

Anche se queste freq. vengono riprodotte linearmente senza picchi di risonanza, si ha l'impressione all'ascolto che vi sia esaltazione delle freq. basse, mentre in realtà ciò è dovuto alla sovrapposizione della frequenza di risonanza.

I fattori che influiscono sullo smorzamento della membrana dell'altoparlante sono:

1) massa e tipo di cono;

2) smorzamento dato dall'aria circostante;

3) intensità del campo magnetico in cui è immersa la bobina mobile;

4) resistenza interna dello stadio di potenza.

E' possibile migliorare lo smorzamento agendo sull'intensità del campo magnetico sino a un certo limite, poichè come è noto interviene la saturazione del ferro, o meglio e in modo notevole, diminuendo la resistenza interna dello stadio di potenza.

Ai transitori, e quindi agli effetti dello smorzamento del cono, *l'altoparlante deve essere considerato come un generatore elettrico funzionante a forza viva (inerzia) della massa del cono, con la bobina mobile chiusa su una resistenza pari alla resistenza interna della valvola di potenza, tenuto conto del rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita.* Le valvole di potenza usate nella quasi totalità degli apparecchi hanno una resistenza interna dell'ordine di 50 kohm (6V6 - EL3 - EBL1) ecc.

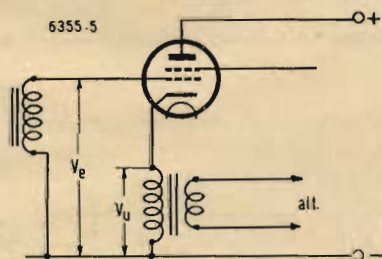



Fig. 5 - Il tasso di controreazione è totale (prossimo al 100 %). Nel caso di una valvola 6V6 che funziona quale trasduttore di impedenza con bassa resistenza interna, quest'ultima assume valori attorno ai 250 hom.

In altre parole la valvola funziona come trasduttore di impedenza con bassa resistenza interna. Nel caso di una valvola 6V6 usata come in fig. 5 la resistenza interna risulta essere di circa 250 ohm, poichè la R_i, con approssimazione, è data dall'inverso della conduttanza mutua.

Inoltre è noto che l'impedenza della bobina mobile varia al variare della freq. inviata. Assume valori di 3÷4 volte del valore medio alla freq. di risonanza del cono, diminuisce bruscamente, per poi aumentare aumentando la freq. La tensione applicata varia naturalmente al variare dell'impedenza nei normali stadi di potenza, mentre nello stadio indicato in fig. 5 la controreazione e quindi la bassa resistenza interna fa sì che la tensione di uscita si mantenga costante anche per grandi variazioni dell'impedenza di uscita.

Abbiamo visto dalla [2] che il coefficiente di smorzamento è dato da Z_c/R_i. Ripetendo il calcolo per lo stadio di fig. 5 si ha:

$$\frac{Z_c}{R_i} = \frac{2500}{250} = 10 \qquad [3]$$

Abbiamo visto dalla [2] che il coefficiente di smorzamento è dato dato nel caso della medesima valvola 6V6, usata con carico anodico senza controreazione.

Partendo da queste brevi considerazioni esposte è stato progettato e realizzato il radio-ricevitore il cui schema elettrico è riportato in fig. 6. Le parti convertitrice, amplificatrice a media frequenza, rivelatrice, non hanno nulla di particolare ad eccezione della M.F. che è a selettività variabile. La sensibilità è più che sufficiente per un radio ricevitore normale, tanto più che il livello medio dei disturbi non permette di sfruttare una sensibilità maggiore.

Sarà bene invece fare qualche considerazione sulla parte bassa frequenza e di potenza. Dal rivelatore il segnale viene applicato alla griglia del primo triodo della valvola 6SL7, che funziona da invertitrice di fase con circuito bilanciato. All'uscita, il segnale in opposizione di fase, viene inviato alle griglie della valvola 6N7 accoppiata a trasformatore alle griglie delle valvole di potenza. Una opportuna controreazione è stata applicata fra placca della 6N7 e la prima griglia della invertitrice di fase 6SL7.

Il circuito anodico della 6N7 è in controfase ed è così possibile impiegare un trasformatore di ottima qualità. Tale trasformatore è stato costruito usando un nucleo in permalloy (data la mancanza di magnetismo a c.c. dovuta all'opposizione della corrente anodica) e il rapporto di trasformazione N_2/N_1 è di 2,75.

Anche lo stadio di potenza è in controfase essendo costituito da due valvole 6V6 collegate a triodo. L'impedenza fra catodo e catodo è stata tenuta di 8000 ohm come la più adatta per ottenere la massima potenza col minimo di distorsione, osservando all'oscillografo la forma d'onda per quanto riguarda il sovraccarico.

Per una valvola 6V6 collegata ad un altoparlante di 2,5 ohm di impedenza di bobina mobile, detta bobina sarà chiusa, agli effetti dello smorzamento, su una impedenza (vista attraverso il trasformatore di uscita) che è data da:

$$\frac{R_i}{Z_c / Z_r} = \frac{52.000}{5000 / 2,5} = 26\ \Omega \qquad [1]$$

in cui: R_i = resistenza interna, Z_c = impedenza del carico, Z_r = impedenza bobina mobile.

Impedenza molto alta rispetto ai 2,5 ohm di impedenza interna della bobina mobile. Se la resistenza interna dello stadio di uscita fosse di 1000 ohm, la bobina sarebbe chiusa solo su 0,5 ohm, trascurando la resistenza degli avvolgimenti del trasformatore di uscita. In tal caso si avrebbe un ottimo smorzamento di oscillazioni spurie o transitorie. Più semplicemente, la bontà agli effetti sopra indicati si può rappresentare con un coefficiente che si può chiamare *coefficiente di smorzamento*, ed è dato dal rapporto Z_c/R_i che per una valvola 6V6 (in assenza di reazione negativa) è:

$$\frac{Z_c}{R_i} = \frac{5.000}{52.000} = 0,096 \qquad [2]$$

La reazione negativa è molto utile in questo caso, poichè come è noto si possono ottenere resistenze interne molto basse a seconda del tasso di controreazione applicato usando uno stadio con uscita sul catodo, il tasso di controreazione è totale (vicino al 100%) (fig. 5). L'unico svantaggio consiste nel fatto che non si ha guadagno in tensione, anzi la tensione di entrata deve essere praticamente superiore di circa il 10% della tensione di uscita.

Nella fotografia è riportata la parte alimentatrice e finale dell'apparecchiatura. Cioè tutti gli elementi che nello schema generale di fig. 6 si trovano al di sotto della linea tratteggiata.

E' necessario accendere i filamenti delle valvole 6V6 con secondari separati, dato che la tensione di uscita risulta sui catodi ed è elevata al punto da non potere fare affidamento sull'isolamento catodo-filamento.

L'amplificatore così realizzato è perfettamente lineare da 50 Hz a 6000 Hz e la distorsione entro tale campo di frequenza è bassissima anche alla massima uscita (circa 1% di distorsione globale armonica).

La potenza di uscita raggiunge i 4,8 W.

La resistenza interna dello stadio di potenza è di circa 1000 ohm e il coefficiente di smorzamento risulta uguale a 8. Con ciò si ha un ottimo smorzamento, e la riproduzione non è affetta da distorsioni rilevabili.

La disposizione circuitale del controllo di tono permette un'esaltazione e un'attenuazione delle frequenze alte agendo sulla rete di controreazione.

Osservando lo schema si noterà che la rete di controreazione è data dalla serie di due resistenze da 0,15 Mohm per giungere al catodo del primo triodo della 6SL7. Spostando il cursore del potenziomtero da 1 Mohm in alto, il condensatore da 5000 $\mu\mu$F viene ad inserirsi gradatamente in parallelo alla resistenza da 0,15 Mohm. La controreazione alle frequenze alte sarà quindi molto più efficace e si avrà un'attenuazione delle frequenze alte.

Portando invece il cursore del potenziometro in basso si avrà invece una fuga delle freq. alte attraverso la resistenza da 50 kohm. In tal caso si avrà un'esaltazione delle frequenze alte, essendo per queste ultime ridotta la controreazione.

L'altoparlante per le freq. basse e medie è di ottima qualità e a grande cono (tipo ultraeffetto) mentre per le freq. alte è stato usato un piccolo magnetodinamico. Anche usando un solo altoparlante (purchè sia di buona qualità) si ottengono ottimi risultati. Il calcolo del trasformatore di uscita potrà farsi assumendo come impedenza totale primaria 8000 ohm. Siccome la resistenza interna dello stadio è molto bassa, si potrà costruire il trasformatore con facilità e con un alto rendimento, tenendo bassa la perdita negli avvolgimenti, senza temere che la scarsa induttanza (induttanza in parallelo) tagli le freq. basse.

Oltre all'alto rendimento che così si può conseguire per le basse perdite nel rame si ha anche il vantaggio di non introdurre resistenze dannose in serie alla resistenza interna allo stadio di uscita.

Prove pratiche di ascolto hanno dato conferma di quanto esposto precedentemente e dell'importanza che ha la distorsione transitoria alla buona riproduzione acustica.

NOTE RELATIVE ALLA COSTRUZIONE

Avvertiamo l'eventuale costruttore che si accingesse alla costruzione di un simile apparecchio, che i trasformatori (intervalvolare e di uscita) devono essere costruiti, o fatti costruire da chi è attrezzato per tali lavori, poichè in commercio non esistono affatto trasformatori della qualità richiesta.

Rappresentano infatti la parte più importante e più delicata di tutto l'apparecchio.

Sono stati provati trasformatori intervalvolari con nucleo in Fe-Si del commercio, ma presentavano attenuazioni sotto i 200 Hz. La forma d'onda della tensione di uscita poi era veramente disastrosa sotto i 120 Hz.

Pertanto il trasformatore intervalvolare è stato costruito impiegando un nucleo di materiale magnetico a media permeabilità, e precisamente il « Perminvar ». I vecchi trasformatori intervalvolari Philips (che forse molti sono in disparte e fuori d'uso), hanno precisamente il nucleo in Perminvar.

Impiegando le lamelle di due di tali nuclei, i dati relativi agli avvolgimenti sono i seguenti (figg. 7 e 8).

Fig. 6 - Schema elettrico generale dell'apparecchio radioricevente ad alta sensibilità. Sono utilizzati 7 tubi dei quali un alimentatore e due tubi finali in controfase e collegati a triodo.

Aspetto della filatura dell'apparecchio radioricevente ad alta sensibilità. Da notare l'ordine generale e la disposizione razionale delle varie parti. In primo piano il tubo indicatore di sintonia EM4.

Il trasformatore di uscita può essere costruito impiegando un nucleo di buon Fe-Si con lamine dello spessore di 0,35 mm di uso corrente. La colonna centrale sarà di mm 18÷20 e il pacco avrà uno spessore di 25 mm (sezione di 20×25 lorda).

L'avvolgimento primario è costituito da 1200 + 1200 spire. ∅ 0,18 mm.

L'avvolgimento secondario verrà avvolto sopra al primario e convenientemente isolato.

Il rapporto spire, sarà, come noto, dato da: $\sqrt{(Zc/Za)}$, e nel caso di un altoparlante avente Z_{BM} = 2,5 ohm (caso più comune): $R = \sqrt{(8000/2,5)} = \sqrt{3200} = 56,6$ e il numero delle spire secondarie: $N_s = 2400/56,6 = 42$.

Fig. 7 - Schema circuitale del trasformatore d'uscita.

Fig. 8 - Dimensioni di massima dell'avvolgimento del trasformatore. Le lamelle del nucleo sono incrociate senza traferro. Il primario è avvolto attorno al nucleo a strati isolati con carta. Il secondario è avvolto nel primario pure a strati isolati con carta.

Quindi, il numero delle spire secondarie sarà di 42 con filo da 0,8 mm circa.

Per ottenere il massimo rendimento dal trasformatore è necessario infine controllare se la resistenza degli avvolgimenti sta nel rapporto che è esattamente uguale al rapporto delle impedenze, che nel nostro caso, come abbiamo visto, è di 3200.

Quindi, se il primario del nostro trasformatore avrà una resistenza (alla c.c.) di 200 ohm, il secondario dovrebbe avere una resistenza di 0,0625 ohm.

Diremo infine che l'impedenza di filtro impiegata per il disaccoppiamento e filtraggio dell'anodica per le valvole A.F. e B.F. può essere una Geloso Z199R da 65 H e 2800 ohm, oppure una Z2122 da 120 H, 2400 ohm. Il condensatore a valle dell'impedenza è un condensatore elettrolitico da 40 μF!

L'unico difetto che ha un circuito invertitore di fase del tipo bilanciato, usato nell'apparecchio, è quello di entrare facilmente in oscillazione (motor-boating).

Ciò può essere evitato impiegando un'energico disaccoppiamento dallo stadio di potenza.

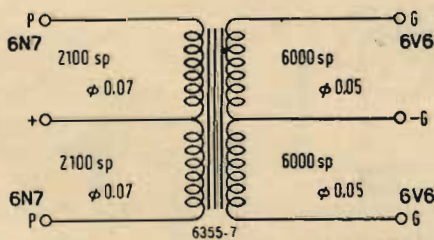
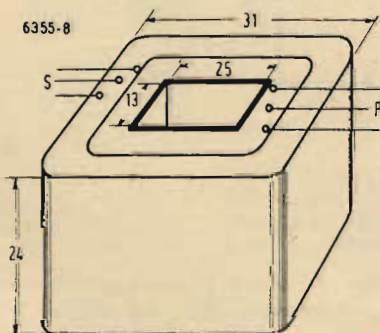
Con ciò si ha anche il vantaggio, non indifferente, di ottenere un perfetto filtraggio, e nell'apparecchio in questione, il ronzio di fondo è assolutamente impercettibile, anche perchè tutta l'amplificazione B.F. è in controfase.

L'impedenza anodica di filtro, inoltre, è necessaria anche per ridurre la tensione anodica delle valvole suddette, tensione che non dovrà superare i 250 V, mentre le valvole di potenza lavorano con circa 270 V di anodica.

Comunque se si incontrassero difficoltà per l'impiego di tale forte capacità, o altro, si potrà impiegare per quanto riguarda la 6SL7, un normale circuito invertitore di fase.

I trasformatori andranno paraffinati con cura. La temperatura della paraffina dovrà mantenersi a circa 150 gradi.

Il trasformatore intervalvolare è stato sistemato in una scatola metallica a perfetta tenuta e riempito con paraffina.

Tale operazione dovrà essere eseguita con molta cura, portando il tutto alla temperatura suddetta, onde assicurarsi che ogni traccia di umidità e di aria venga completamente scacciata. Diversamente il trasformatore andrà presto fuori uso: per via elettrolitica e per altre ragioni si avrà l'interruzione del primario. Ho voluto fare quattro chiacchiere col costruttore ignoto: chiacchiere che in taluni casi potranno essere molto utili.

*

Realizzazione di un voltmetro a valvola e di un voltmetro a diodo incorporati in un unico strumento alimentato in corrente alternata

di Brida Egon

A complemento dell'articolo « Voltmetri a valvola » apparso su questa rivista n. 2 del mese di febbraio, descriviamo una semplice realizzazione di un voltmetro a valvola a ponte e di un voltmetro a diodo per misure di cresta, incorporati in unica cassetta e commutabili mediante semplice manovra di una manopola esterna.

Si è cercato di conciliare nella presente esecuzione diversi requisiti onde permettere la costruzione dello strumento senza eccessive difficoltà tecniche e finanziarie e quindi alla portata di tutte le categorie di dilettanti.

Lo schema è rappresentato in fig. 1, le valvole impiegate sono del tipo EF6 per il circuito a ponte, una EB4 per il voltmetro a diodo, mentre una 6X5 provvede ad alimentare tutto il complesso.

L'alimentazione viene fornita da un trasformatore con primario universale e secondario unico — per raddrizzatore ad una semionda — ed un avvolgimento a 6,3 volt per l'alimentazione dei filamenti delle quattro valvole, della potenza di circa 30 Watt.

Il livellamento viene affidato ad una cellula a ∏ formata da due condensatori da 8 μF ed una resistenza il cui valore di 1100 ohm è sufficiente per ottenere un livello del rumore di fondo pari a 0,5 volt all'uscita del filtro.

Tenendo conto della corrente circolante avremo che la caduta attraverso tale resistenza sarà di:

$$V = 1100 \times 0.015 = 16.5$$

dimodochè per avere disponibili a valle del filtro di livellamento una tensione di 100 volt, dovremo avere a disposizione sul catodo della 6X5 una tensione di almeno 120-130 volt.

E per tale tensione verrà progettato il trasformatore di alimentazione. Il circuito non presenta particolari degni di rilievo e può essere montato senza difficoltà attenendosi allo schema ed a quanto esposto nel precedente articolo.

I due voltmetri sono dotati ciascuno di tre portate commutabili mediante unico commutatore (fig. 2).

La commutazione delle portate del voltmetro a ponte avviene shuntando lo strumento con due resistenze:

1ª portata	0,5 volt	senza resistenza
2ª portata	1,4 volt	resistenza da 90 ohm
3ª portata	3,0 volt	resistenza da 30 ohm.

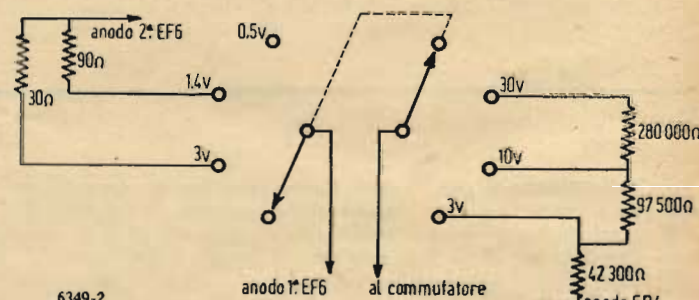
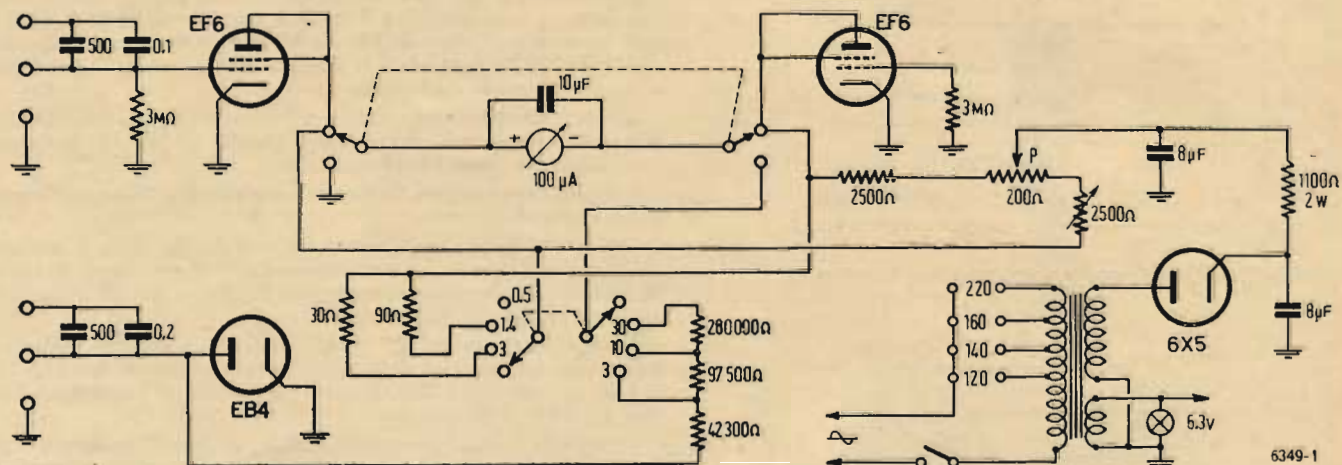



Fig. 2 - Schema della disposizione circuitale del commutatore. I due voltmetri sono dotati di tre portate ciascuno commutabili mediante un unico commutatore.

ELENCO DEL MATERIALE IMPIEGATO

1 *trasformatore di alimentazione*; 1 *microamperometro* 100 *A*; 3 *zoccoli a bicchiere*; 1 *zoccolo octal*; 2 *condensatori elettrolitici* 8 μ*F*, 500 *volt*; 1 *condensatore a carta* 0,2 μ*F*; 1 *condensatore a carta* 0,1 μ*F*; 1 *condensatore a mica* 500 *pF*; 2 *resistenze* 3 *Mohm*; 1 *resistenza* 2500 *ohm*, 1 *watt*; 1 *resistenza* 1100 *ohm*, 2 *watt*; 1 *resistenza* 12.500 *ohm*; 1 *resistenza* 280.000 *ohm*; 1 *resistenza* 97.500 *ohm*; 1 *resistenza* 30 *ohm*; 1 *resistenza* 90 *ohm*; 6 *boccole in ceramica*; 1 *potenziometro* 200 *ohm in filo*; 1 *potenziometro* 2500 *ohm in filo*; 1 *commutatore* 2 *posizioni* 2 *vie*; 1 *commutatore* 4 *posizioni* 2 *vie*; 1 *interruttore a levetta*; 1 *lampadina spia*; 3 *manopole a indice*; 2 *valvole* EF6; 1 *valvola* EB4; 1 *valvola* 6X5GT.

6351.

Fig. 3 - Misure del telaio e piano di foratura del medesimo.

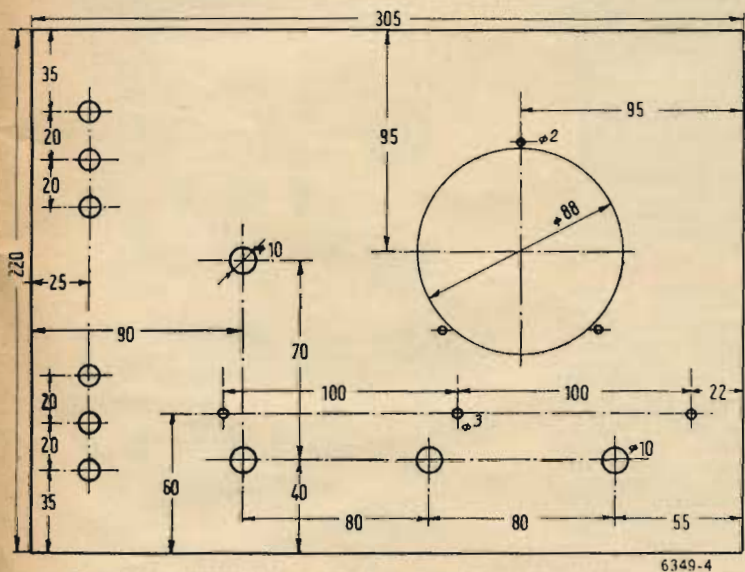



Fig. 4 - Dimensioni del pannello frontale e piano di foratura del medesimo.

Per quanto riguarda il voltmetro a diodo, in esso variano le portate variando la resistenza R in serie al circuito stesso (fig. 2).

La frequenza limite inferiore sarà di 50 Hz usando un condensatore di accoppiamento a carta del valore di 0.2 μF, tale condensatore sarà shuntato da una capacità di circa 500 pF (a mica) per evitare eventuali tensioni A.F. Lo stesso vale per il condensatore di griglia del voltmetro a ponte, condensatore che avrà un valore di 0,1 μF.

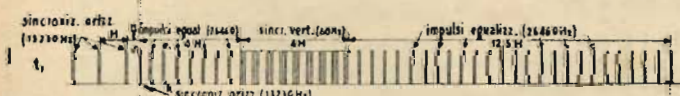
Il potenziometro P per l'azzeramento esterno del ponte avrà un valore di 200 ohm (in filo) e sarà usato ogniqualvolta che si dovranno fare delle misure con lo strumento portando con esso a zero l'indice del microamperometro.

Le misure ed i dati costruttivi del pannello e del telaio sono indicati dai relativi disegni (figg. 3 e 4) mentre la custodia di legno ha le dimensioni di mm 305 × 220 × 150. *

ERRATA-CORRIGE

l'antenna, n. 4, aprile 1949, pag. 162, *Fig. 9-I* (televisione): Gli impulsi di sincronizzazione orizzontale a 13230 Hz devono essere sfalsati di mezza linea rispetto agli stessi di fig. 9-J. Pertanto la fig. 9-I riprodotta nel n. 4 deve essere sostituita col grafico qui sopra riportato.

IL CANALE VIDEO-AUDIO IN TELEVISIONE

(segue da pagina 277)

inferiore fosse totalmente soppressa; è chiaro che in *C* la portante viene modulata al 50% da ciascuna delle due bande laterali. Per le frequenze comprese fra *E* ed *N* (punto in cui inizia l'attenuazione propria della banda) la banda inferiore è completamente assente, la superiore esiste senza attenuazione di sorta e può modulare pienamente la portante.

La caratteristica complessiva del sistema ricetrasmittente assicura così la riproduzione fedele esente da distorsione di ampiezza del segnale originale. Il sistema descritto corrisponde ad effettuare la attenuazione della portante in ricezione viene perciò chiamato sistema RA (receiver attenaution). Nulla vieta di attribuire la curva *A F D* di fig. 6 al ricevitore e la curva interna *B F D* al trasmettitore, ciò che equivale ad effettuare l'attenuazione della portante al 50% in trasmissione; si perviene così al sistema TA (transmitter attenuation). Quest'ultimo sistema offre dei vantaggi che in ultima analisi risultano più apparenti che sostanziali. Infatti il segmento *CK* misura la metà dell'ampiezza della portante; se tale riduzione è ottenuta con un filtro intercalato prima dello stadio finale di potenza, tutte le possibilità di questo sono sfruttate per amplificare solo la banda superiore che viene così irradiata con ampiezza doppia di tensione, pervenendosi a quadruplicare l'utilizzazione della potenza del trasmettitore rispetto al caso RA. In tale ipotesi la caratteristica effettiva di trasmissione presenta conseguenteente l'andamento della curva *BKPD* di fig. 6. Se il filtro per attenuare la portante fosse posto all'uscita dello stadio finale di potenza del trasmettitore, dissiperebbe 3/4 della potenza portante, quindi si avrebbe una diminuzione anzichè un aumento di potenza per la banda trasmessa.

Per questa ragione il filtro deve precedere lo stadio finale; la modulazione allora deve avvenire in uno stadio precedente quello finale, il quale deve lavorare come amplificatore lineare di R.F. modulata, per evitare distorsioni del segnale; in tale ipotesi il tratto utile della sua caratteristica si riduce a quello rettilineo, con conseguente limitazione della potenza di uscita di cresta fino al 60% di quella corrispondente al caso *RA*, in cui il punto di lavoro dello stadio finale può interessare anche la regione della caratteristica di sovraccarico oltre il ginocchio superiore.

Come si è detto colla TA la curva di risposta del ricevitore deve essere la *AFD* di fig. 6, ciò che oltre ad aumentare il costo di produzione del ricevitore, ne aumenta le possibilità di interferenza, accresce i disturbi in ricezioni proporzionalmente alla radice quadrata della larghezza di banda. Per tutti questi motivi la potenza trasmessa colla TA non è come dianzi annunziato, il quadruplo che colla RA, ma circa due volte e mezzo, il che è tuttavia un notevole vantaggio e costituisce l'argomento più importante in favore del sistema *TA*. I pregi del sistema RA risiedono nel ricevitore, il cui costo è sensibilmente inferiore, il funzionamento più sicuro (quando però la messa a punto dei filtri e l'allineamento dei circuiti siano eseguiti con grande precisione) e i disturbi alla ricezione sono in esso attenuati. Il ricevitore RA, eliminando completamente tutte le frequenze inferiori alla portante, permette senza modifica alcuna la ricezione di un'emissione indifferentemente a singola banda o a doppia banda, presenta quindi una grande elasticità nel campo delle esperienze di laboratorio dove il tecnico può sperimentare usando un generatore modulato evitando la costruzione di complessi filtri, che oltre ad accrescere il costo delle attrezzature di per sè assai gravose, introducono spesso cause d'errore, distorsioni, spostamenti di fase ecc.

Tanto in America quanto in Europa è prevalso il sistema RA con attenuazione della portante al ricevitore; nell'assunzione di questa decisione ha avuto il maggior peso il vantaggio economico nella costruzione dei ricevitori e la loro semplicità, in virtù del sano concetto che poco importa anche se i trasmettitori risultano assai complessi, poichè usati solo da tecnici specializzati, mentre è del massimo interesse che i ricevitori, al pari di qualsiasi apparecchio destinato al pubblico, sia il più semplice, il più efficiente ed il più economico possibile. *

(Nel prossimo numero sarà trattato l'argomento della polarità della modulazione e della trasmissione con e senza componente continua).

rassegna della stampa

APPLICAZIONI DEI CONDENSATORI DIFFERENZIALI

di J. N. Walker

Questi condensatori, che la tecnica moderna immette in commercio, trovano la loro principale applicazione nei circuiti bilanciati. Essi sono comunemente montati su supporti ceramici e hanno per dielettrico l'aria,

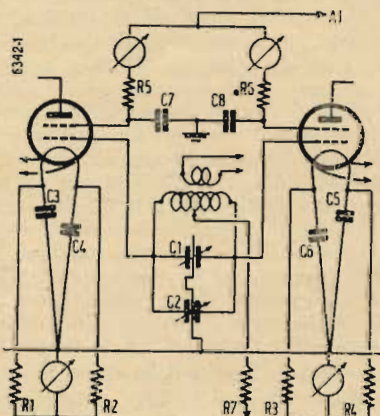



Fig. 1. — *Metodo di bilanciamento di un circuito amplificatore in controfase; C1 condensatore di accordo, C2 condensatore differenziale, C3-C8 condensatori di fuga normali, R1-R4 100 ohm, R5-R6 470 ohm, R7 resistenza di disaccoppiamento di 1000 o più ohm a seconda del tipo di polarizzazione usata.*

cosa che permette il loro impiego per frequenze molto elevate.

Nei trasmettitori con stadi in « push-pull » ci si potrà valere di un condensatore differenziale per bilanciare il circuito eccitatore come pure per il bilanciamento del carico all'uscita, l'uso di questi condensatori sarà di valido ausilio nei circuiti di neutralizzazione di triodi, e a volte pure di tetrodi. In figura 1 viene riprodotto lo schema di principio che illustra il collegamento di un condensatore dell'eccitazione in uno stadio amplificatore in differenziale quale organo di bilanciamento controfase, gli strumenti indicatori collegati nei rispettivi schermi permettono di controllare il bilanciamento delle correnti, controllo consigliato specie quando si usino dei tetrodi. La regolazione del bilanciamento avverrà variando il condensatore C_2 beninteso dopo aver accordato C_1 sulla frequenza voluta. Nel caso vengano usati circuiti controfase a triodi il bilanciamento sarà verificato facilmente sulla corrente catodica di ogni singolo tubo.

Beninteso in tutti i casi gli strumenti di misura dovranno trovarsi nelle parti « fredde » del circuito (parti non percorse da radiofrequenza). Un altro metodo per bilanciare il segnale d'ingresso in un amplificatore in controfase è quello indicato in figura 2A; però questo metodo non sempre in pratica riesce attuabile; il circuito riprodotto in figura 2B può in certi casi essere seguito dove il circuito 2A non sia attuabile; entrambi questi circuiti servono per controllare il bilanciamento del circuito d'ingresso misurando la corrente di griglia. Nel caso rispecchiato in figura 3, dove due misuratori di corrente inseriti su una linea di trasmissione bilanciata, l'inserzione di un condensatore differenziale permette il bilanciamento di tale sistema, prevenendo quindi un dannoso irradiamento della linea stessa.

Figg. 2 A e 2 B. - *Misura della corrente di griglia individuale; (A) montaggio con bobina spezzata, valori come in fig. 1; con C9 200÷300 pF; (B) circuito di polarizzazione in parallelo alla bobina di accordo, con C10 e C11 di 100 pF.*

In modo analogo il condensatore differenziale viene montato negli stadi d'uscita degli amplificatori. Nella figura 4 è rappresentato lo schema di principio da seguirsi per ottenere il bilanciamento di uno stadio d'uscita in un montaggio in controfase. C_1 è il condensatore doppio che provvede all'accordo mentre C_2 provvede ad un bilanciamento fine del circuito. La figura 5 riproduce l'inserzione di un condensatore differenziale per il bilanciamento di uno stadio ad un solo tubo con uscita bilanciata.

In questo circuito sebbene l'accordo sia ottenuto con un condensatore doppio (C_1) nifficilmente si potrà con questo ottenere il completo bilanciamento del sistema, risultato questo che viene facilitato dal condensatore differenziale C_2.

Lo schema riprodotto in figura 6 indica come un condensatore differenziale (C_2) possa convenientemente funzionare come adattatore d'impedenza. La figura 6 riproduce infatti un circuito generico dove una linea in arrivo è accoppiata magneticamente ad un circuito accordato dissimetrico, come in pratica sovente si verifica per l'accoppiamento di un aereo, orbene invece di ottenere l'adattamento di impedenza, del carico che segue tale circuito, collegando questo in presa sulla bobina dell'accordo si potrà derivare il carico del rotore di un condensatore differenziale. L'impedenza (e la tensione) varierà da un massimo, quando il rotore del condensatore differenziale sarà affacciata completamente all'armatura fissa del lato « caldo » sino a zero quando il rotore del condensatore in oggetto sarà completamente affacciato all'armatura fissa dello statore « freddo ». Per ottenere l'accordo ci si dovrà valere di un comune C.V.A.

Questo metodo può essere convenientemente adottato per l'adattamento di qualsiasi tipo di aereo monofilare come per l'adatta-

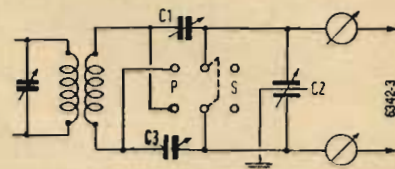



Fig. 3. - *Linea di trasmissione bilanciata, C1 e C3 sono dei normali condensatori di accordo, e C2 è un condensatore differenziale di bilanciamento.*

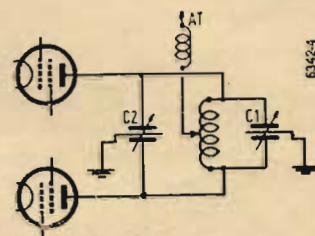



Fig. 4. - *Bilanciamento dello stadio d'uscita in contro-fase. C1 dà l'accordo e C2 è il condensatore differenziale di bilanciamento*

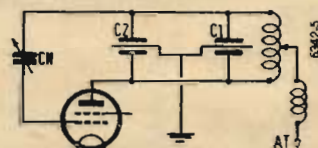



Fig. 5. - *Bilanciamento di un amplificatore di potenza ad un solo tubo neutralizzato. C1 è il condensatore di accordo e C2 è il condensatore differenziale di bilanciamento. Cn è il condensatore di neutralizzazione.*

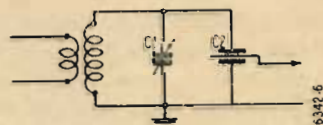



Fig. 6. - *Variazione capacitiva di accoppiamento. C1 è il normale condensatore di accordo. C2 è il condensatore differenziale con una sezione di statore collegata a massa.*

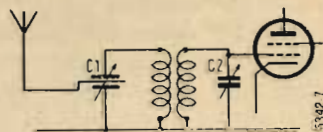



Fig. 7. — *Accoppiamento variabile di un aereo facente uso del condensatore differenziale C1 di piccola capacità.*

mento di trasmissione su cavo coassiale.

Il condensatore differenziale trova convenienti applicazioni pure nei normali circuiti riceventi. Lo schema riprodotto nella figura 7 mostra l'inserzione di un condensatore differenziale quale regolatore di accoppiamento dell'ingresso di un circuito ricevente. I due statori sono collegati ai capi dell'avvolgimento primario dell'accoppiatore e il condut-

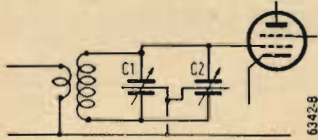



Fig. 8. - *Bilanciamento di un circuito d'ingresso (comune per circuito ad onde ultracorte V.H.F.). C1 è il normale condensatore di bilanciamento e C2 è il condensatore differenziale con cui viene affinato il bilanciamento.*

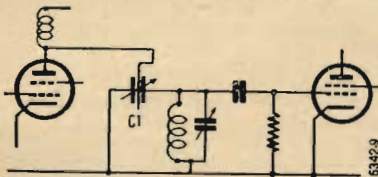



Fig. 9. - *Accoppiamento variabile di due stadi a R. F. tramite un condensatore differenziale (C1).*

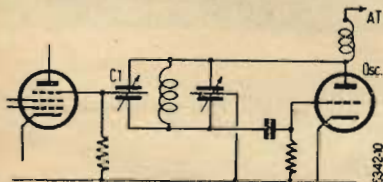



Fig. 10. - *Accoppiamento variabile della tensione locale in uno stadio mescolatore per onde ultra corte (O.U.C.) ottenuto con l'inserzione di un piccolo condensatore differenziale C1.*

tore d'aereo è collegato al rotore, nel caso che non venga usato l'avvolgimento primario dell'accoppiatore si potrà porre il condensatore differenziale nel circuito accordato di griglia. Al conduttore d'aero collegato al rotore può essere sostituito il conduttore di un cavo coassiale.

Nella figura 8 è riprodotta la versione del circuito visto in figura 1 riportata nel campo dei circuiti riceventi.

L'accoppiamento fra stadio e stadio a radio-frequenza può essere variato con l'adozione del circuito riprodotto in figura 9 con il vantaggio che le capacità del circuito variano meno che non quando si faccia uso per questo scopo di un comune condensatore variabile.

Lo schema riprodotto in figura 10 indica l'uso di un condensatore differenziale quale regolatore dell'accoppiamento della tensione locale in uno stadio mescolatore. Il rotore del condensatore differenziale è collegato alla griglia soppressore, ma qualsiasi altro elettrodo potrebbe essere scelto quale organo iniettore. Con il rotore di tale condensatore inserito per metà e metà all'elettrodo iniettore non dovrebbe giungere tensione e praticamente essa sarà minima, ruotando quindi il condensatore si potrà sperimentalmente trovare il punto ottimo relativo al massimo rendimento di conversione e al rapporto ottimo di segnale-disturbo. Questo circuito è dall'autore raccomandato in speciale modo per la conversione di onde ultracorte.

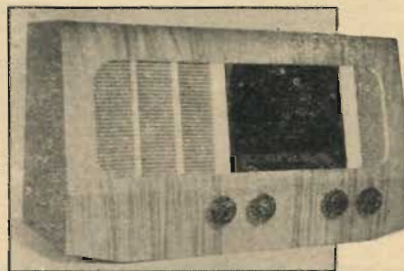
R. B.

BRUTTI MA BUONI...

La scelta del mobile nel quale incastonare un apparecchio radio di un certo pregio, è anzitutto questione di acustica. La cosa non è nuova: la preziosità di certi strumenti musicali (i violini di Stradivari, per non citare che uno fra i più famosi esempi), si fa risalire alla scelta di opportune vernici e ad una accurata e minuziosa ricerca di

forme e di materiali acconci. Altrettanto pare vogliono fare alcuni costruttori britannici i quali però nella loro affannosa ricerca dei pregi musicali, che garantiscono veramente eccezionali, hanno dimenticato per quanto appare dalle due fotografie che riproduciamo il buon gusto e l'armonia.

Scendendo dal generico al particolare diremo che i due apparecchi qui rappre-

sentati sono esempi dell'odierna produzione inglese presentati ad una recente esposizione londinese.

In verità non si può dire che i due apparecchi si presentino con una linea di eleganza, anzi quasi diremmo che sono bruttini. Ma hanno un suono così buono, dicono i costruttori, che quasi si può chiudere un occhio. E perchè non li chiudiamo entrambi?

pubblicazioni ricevute

V. SAVELLI, **Misure di corrente, tensione e potenza in alta frequenza.** Di pagine IV-248, edito in litografia dalla Libreria Editrice Politecnica Cesare Tamburini, a cura del Politecnico di Milano nel primo quadrimestre del 1949. Prezzo del volume L. 1000 netto.

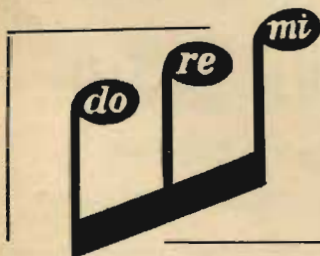
Il volume è il secondo delle pubblicazioni dell'istituto di comunicazioni elettriche del Politecnico di Milano e fa seguito al ben noto le onde elettromagnetiche. L'argomento tratvolume del Micheletta sulla Propagazione deltato, come il lettore può arguire dal titolo, e quanto mai interessante e l'opera del Savelli viene a colmare una lacuna della letteratura italiana. La materia trattata è suddivisa in tre parti: un primo capitolo è dedicato alle misure di corrente, in esso si parla dei sistemi di misura nei quali si utilizza il campo magnetico generato dalla corrente, dei sistemi basati sull effetto termico, della misura delle correnti alternative a mezzo di raddrizzatori, delle misure di corrente riportate ad una misura di caduta di potenziale in un'impedenza nota. Nel secondo capitolo si tratta dei sistemi di misura delle tensioni, dei voltmetri elettrostatici, delle misure di tensione a mezzo di tubi elettronici, dei voltmetri con raddrizzatori ad ossido di rame ed a cristallo, dei voltmetri elettrodinamici e termici ,dei voltmetri ad indicazione logaritmica. L'ultimo capitolo è dedicato alle misure di potenza con metodi wattmetrici propriamente detti, alle misure su carico artificiale ed alle misure alle altissime frequenze.

Un libro come questo del Savelli mancava del tutto presso di noi. Meglio di qualsiasi presentazione depongono in favore di quest'opera la ben nota preparazione dell'A. che, già appartenente all'Istituto Sperimentale delle Poste e Telegrafi, quindi direttore tecnico di una nota fabbrica italiana di apparecchi di misura radioelettrici, è oggi forse il migliore tra gli specialisti del ramo. L'argomento del volume costituisce materia di insegnamento presso i Corsi di perfezionamento dell'Istituto di Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Milano.

* * *

ERMANNO ROSA, **Le resistenze nella tecnica elettronica.** Di pagine XII-128, edito a cura dell'Editore Ulrico Hoepli in Milano nel primo trimestre del 1949. Prezzo del volume L. 1000 netto.

Il volume è suddiviso in due sezioni. Nella prima l'A. esamina le resistenze in regime di corrente continua; nella seconda segue la trattazione del comportamento dei conduttori e resistori alle alte frequenze. Seguono dodici nomogrammi tolti dal « Radio Data Charts » della Iliffe & Sons. Il volume può essere utile a tutti coloro che si trovano quotidianamente a contatto con la tecnica elettronica. Qualche svista e qualche disuniformità potranno essere eliminate nelle successive edizioni che auguriamo numerose. Ad esempio a pagina 10, nella tabella 1 la resistenza specifica (e perchè non resistività?) è data in microohm cm, a pagina 11 nella tabella II la resistività (qui non più resistenza specifica) è espressa in ohm m. mm², il che è perlomeno impreciso dato che l'unità di misura deve essere espressa correttamente con ohm mm² per metro o con microohm cm (e non microohm per cm come si legge in altra parte della stessa tabella). Nella stessa tabella si legge inoltre resistività specifica il che è senz'altro errato. Qualche errore, oltre a quelli segnalati, è sfuggito, ma di ciò non possiamo inferire dato che in un volume come questo pieno di tabelle e di formule ciò era umanamente inevitabile. I nomogrammi riportati in appendice hanno un unico difetto: quello di essere ripresi tal quale da una pubblicazione anglo-sassone e di avere per conseguenza molte grandezze espresse in yarde, in pollici, in decimali di pollici: il che per un tecnico italiano è abbastanza noioso. Non ce ne voglia l'A. per questo ap-

punto, ma piuttosto accetti l'osservazione e ne faccia tesoro per una successiva edizione del suo veramente interessante volumetto.

* * *

A. RECLA, **I nuclei ferromagnetici nei sintonizzatori a permeabilità variabile.** Di pagine 64, edito a cura della Editrice Radio Industria in Milano. Senza indicazione di prezzo.

Il volumetto tratta i seguenti argomenti: Preparazione delle polveri, fabbricazione dei nuclei, caratteristiche meccaniche e parametri elettrici, circuiti AF nei ricevitori, esame delle caratteristiche, requisiti, calcolo dei parametri, circuiti sintonizzatori a permeabilità variabile, descrizione degli stessi, messa in passo, esempi dei gruppi, doppia espansione di gamma.

* * *

A. L. HURLBUT. **Sercicing the modern car radio.** Di pagine 692 edito a cura della Technical Division Murray Hill Book, Inc. New York Toronto. U.S.A. nel 1948. Prezzo del volume dollari 7,50 netto.

Il volume, scritto da un esperto nel ramo delle radio destinate ad essere montate su automezzi, è una raccolta di osservazioni pratiche sulle riparazioni delle autoradio e di dati di lavoro di tutti i tipi di autoradio attualmente esistenti negli U.S.A. Circa 222 illustrazioni e più di 500 circuiti e schemi di installazione arricchiscono questo volume che, more solito, si presenta in veste elegantissima legato in tutta tela, ampio formato e composizione su tre colonne. Una scorsa al contenuto può meglio di ogni altra considerazione illustrare le caratteristiche del volume. La materia è suddivisa in due sezioni. La prima, costituita da 17 capitoli, contiene la parte teorico-pratica come descrizioni di circuiti e di parti elementari, esame dei disturbi e dei guasti più frequenti, loro eliminazione e riparazione. La seconda, ben più voluminosa, contiene la descrizione degli apparecchi costruiti fino ad oggi in America del Nord. Vi sono riportati schemi completi delle autoradio costruite dalle seguenti Case: Belmont, Buick, Cadillac, Firestone, General Electric, Hudson, Karadio, Montgomery Ward, Motorola, Oldsmabile, Pontiac, RCA, Truetone, Wells-Gardner, Zenith. Come si vede materia quanto mai vasta, ordinata in modo veramente encomiabile con pazienza da Certosino.

* * *

G. MANNINO PATANE'. **L'operatore cinematografico.** Di pagine XVI-384, edito a cura dell'Editore Ulrico Hoepli in Milano il 25 settembre 1948. Prezzo del volume L. 1000 netto.

Il volume costituisce la terza edizione de « Il cine sonoro », opera rifatta con criteri nuovi e con serietà d'intenti. Dopo una prima serie di paragrafi dedicati ad introdurre il lettore nel vivo dell'argomento trattato dal volume ed inerenti principi di elettrotecnica, ottica ed acustica, l'A. tratta con la consueta perizia l'argomento dei tubi elettronici nei rapporti dell'amplificazione, degli amplificatori, degli altoparlanti, della cabina cinematografica. Il capitolo dedicato a quest'ultimo argomento è particolarmente ampio. In esso si parla dell'ampiezza e dell'ubicazione della cabina cinematografica anche nei rapporti con la sala di proiezione, dei gruppi convertitori, della lanterna, degli archi ad alta e bassa densità, dei carboni per archi cinematografici, delle norme tecniche relative, del proiettore, con descrizioni dei tipi più diffusi e dei loro particolari. Segue un ultimo capitolo dal titolo nozioni varie, nel quale sono contenute le prescrizioni di esercizio e la trattazione dei disturbi, difetti ed anormalità che si possono incontrare nell'esercizio di una cabina cinematografica. La forma piana e le numerose illustrazioni rendono il libro veramente utile agli operatori cinematografici ed a coloro che si interessano delle proiezioni cine sonore.

* * *

NATHAN MARCHAND, **Frequency Modulation Fundamentals Apparatus Servicing.** Di pagine XII-410 edito a cura della Technical Division Murray Hill Book, Inc. New York Toronto, U.S.A. il 23 dicembre del 1948. Prezzo del volume dollari 5 netto.

E' un buon trattato di volgarizzazione sulla modulazione di frequenza, riccamente illustrato, che può essere di qualche interesse ai cultori della materia che non cerchino nello stesso sviluppi o dimostrazioni teoriche. L'A. mostra una certa idiosincrasia con le formule, limitate allo stretto necessario, il che può anche essere un pregio in un libro che, come questo, vuole compiere pi che altro opera di divulgazione.

Buona la presentazione editoriale del volume stampato in veste signorile.

Si prega di prendere nota che col prossimo mese di Settembre il numero telefonico degli

uffici **Direzione** **Redazione** **Amministrazione** **Pubblicità**

di Via Senato 24, diverrà

70.29.08

XVI Mostra Nazionale della Radio

I[a] Esposizione Internazionale di Televisione

MILANO - SETTEMBRE 1949

l'antenna uscirà con un numero speciale e pubblicherà, per l'occasione, un fascicolo dedicato esclusivamente alla televisione.

Sarà inviato gratis a tutti gli abbonati unitamente alla Rivista.

I non abbonati lo richiedano alla nostra Amministrazione e non dimentichino di prenotare presso il loro rivenditore il numero 8 de **l'antenna...** perchè sarà presto esaurito.

piccoli annunci

Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 50 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

VIAGGIATORE con auto propria assumerebbe rappresentanza seria conosciuta casa apparecchi radio. Scrivere o telefonare Ufficio Pubblicità « Antenna », tel. 72098.

TETRODO S.F.R., tipo E G 400, potenza 400 W. nuovo, cedo maggior offerente. - Nico Fincati - Carmignano B. (Padova).

CERCO radio grammofono « Voce del Padrone » modello americano 1931 (RE 45 - RE 75 - R 32). Dettagliare offerta: Dr. Orlando Savioli - Lugo-Ravenna.

CERCO due RV12P2000 complete zoccolo per una 117N7. Rivolgersi Cornaviera - Cesio Maggiore - Belluno.

STUDIO RADIOTECNICO

M. MARCHIORI

COSTRUZIONI:

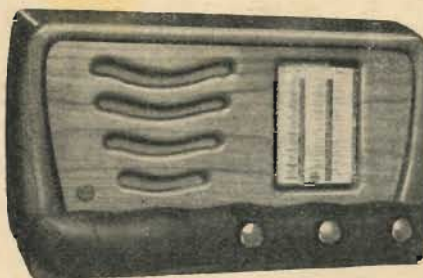
GRUPPI ALTA FREQUENZA

G. 2 - 2 Gamme d'onda
G. 4 - 4 Gamme d'onda
F. 2 - Di piccolissime dimensioni con nuclei in ferrosite - 2 gamme d'onda
F. 4 - Di piccolissime dimensioni con nuclei in ferrosite - 4 gamme d'onda

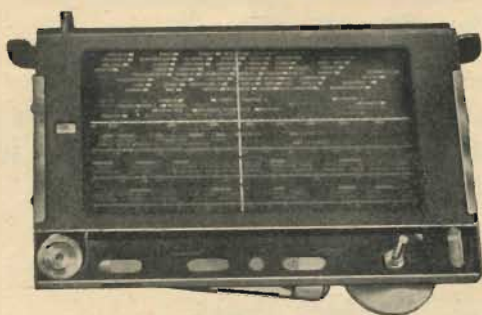
Medie Frequenze: 467 Kc.

RADIO: 5 valvole - Antenna automatica - Attacco fono - Di piccole dimensioni.

Tutti i nostri prodotti sono scrupolosamente collaudati e controllati e chiusi in scatole con fascia di garanzia.

Via Andrea Appiani, 12 - MILANO - Telefono N. 62.201

5 VALVOLE
2 GAMME
3 WATT USCITA

APPARECCHIO MOD. **48**

RINALDO GALLETTI RADIO - Corso Italia 35 - Telef. 30.5:0 - MILANO

RADIO F.lli D'ANDREA

COSTRUZIONE SCALE PARLANTI PER APPARECCHI RADIO

Via Castelmorrone, 19 - **MILANO** - Telefono 20.69.10

Mod. 101 - **Scala Parlante** Tipo normale Form. cm. 15x30 con cristallo comune e a specchio a 2-4 gamme d'onda

Mod. 102 - **Tipo speciale** Form. cm. 15x30 con 4 lampadine d'illuminazione, speciale schermatura e cristallo trasparente a specchio a 2-4-6 gamme d'onda

Mod. 103 - Tipo speciale per il nuovo gruppo **A.F. Geloso 1961 - 1971** a 2-4 gamme d'onda

Mod. 104 - **Scala Grande** Form. cm. 24x30 con manopole sul cristallo e nuovo gruppo Geloso A.F. 1961-1971

Mod. 105 - **Scala piccola** formato cm. 11x11 indice rotativo fondo nero cristallo a specchio

Tecnici
Dilettanti
Professionisti

Ricordate che

RADIO AURIEMMA - MILANO

Via Adige 3 - Tel. 576.198 - Corso Roma 111 - Tel. 580.610

è sempre all'avanguardia dei ribassi

Materiale scelto garantito
Materiale scientifico
Tutto per radio
Forniamo a tutti
Lampade per cinema

"AURIEMMA,, il più perfetto assortimento

PREZZI RIDOTTI

Attenzione!

Riparatori dilettanti

... anche voi potrete avere un perfetto strumento di misura universale, tutte le portate in volt, ohm, mA, in c. c. e c. a.

Lo strumento che da tanto desiderate, per mancata esportazione una nota casa costruttrice ve lo cede sotto forma di scatola di montaggio a L. **8000** (metà valore reale) franco di porto e imballo. Ognuno può montarselo da sè seguendo il chiarissimo schema allegato. Desiderando lo strumento già montato e collaudato L. **1500** in più.

La scatola comprende un finissimo strumento 1000 ohm volt a grande scala - pannello smaltato con diciture - elegante cassetta in faggio lucido - maniglia cuoio - resistenze shunts rigorosamente tarate - boccole - cordoni - puntali - pila - schema, ecc.

Un anno di garanzia
Non lasciatevi sfuggire questa unica occasione

Inviare oggi stesso 1/4 importo a mezzo vaglia il saldo contrassegno

RADIO dott. A. BIZZARI

MILANO - VIA PECCHIO, 4

N.B. - *In preparazione un geniale provavalvole alla portata di tutti. La ns. Ditta potrà fornirvi qualunque materiale per ricevitori e trasmettitori a prezzi ottimi,*

INTERPELLATECI - CONSULENZA GRATUITA

M. MARCUCCI & C. - MILANO

VIA F.LLI BRONZETTI 37 - TELEFONO 52.775

Scatole montaggio radio
Scale parlanti. telai
Tutti i radioaccessori
Macchine bobinatrici
Strumenti di misura

Si spedisce il nuovo Listino Prezzi N. 49
il nuovo Catalogo Radioricevitori, e Mobili N. 110
il nuovo Catalogo Macchine bobinatrici N. 105
dietro rimessa di Lire 100

Laboratorio attrezzato per la riparazione degli apparecchi a batteria americani (RCA, Emerson, ecc.)

Si forniscono valvole e batterie di ricambio e accessori per i medesimi.

Spina riduttrice
dal passo americano
al passo europeo

Supporti per valvole

"Miniatura" BREVETTATO

Produzione in grande serie

Esportazione

MILANO - Via G. Dezza 47 - Tel. 44330

Stabilimenti

Milano
Via G. Dezza, 47
Telefono 44.321

Brembilla (Bergamo)
Tel. S. Pellegrino 201 - 7

FANELLI

FILI ISOLATI

MILANO

Viale Cassiodoro, 3 - Tel. 49.60.56

●

Filo di Litz

Filo di Litz

Filo di Litz

Filo di Litz

Filo di Litz

STOCK - RADIO

Via P. Castaldi, 18
MILANO - Tel. 24.831
c. c. p. e. 33613

Forniture complete per radiocostruttori

Scatola montaggio "SOLAPHON" 5 valvole - Onde corte e medie - Scala a specchio - Completa di valvole - Mobile misura 47x26x22 - L. 16.500. — Tutti i prodotti sono forniti con garanzia.

SOCIETÀ ANONIMA

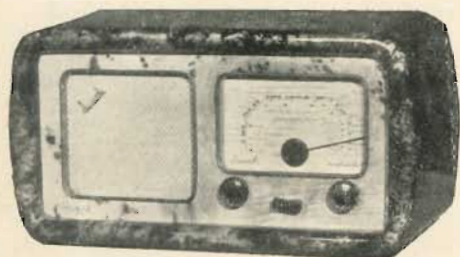
MILANO - Via Lecco 16 - Telefono 21.816
MACHERIO - (Brianza) Via Roma 11 - Telefono 77.64

Antica Fabbrica Apparecchi Radiofonici "Ansaldo Lorenz Invictus"

nuovi tipi di ricevitore da 5 a 8 valvole normali e fuori classe
Listini gratis a richiesta - NUOVO AUTORADIO funzionante anche senza antenna

Autorizzazione del Tribunale di Milano del 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Respons. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO - Tip. TIPEZ Via G. da Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

DUCATI RADIO

PRODUZIONE 1949

RR 2951

Supereterodina 5 valvole - onde medie e corte - alimentazione 125 - 140 - 160 - 220 Volts - corrente continua o alternata - mobile moderno ed elegante in legni pregiati.

RR 3951

Supereterodina - 5 valvole - onde medie, corte, cortissime - trasformatore di alimentazione per 110 - 115 - 140 - 160 - 220 Volts - altoparlante in Alnico V. - cono mm. 190 ad alto rendimento - mobile moderno ed elegante in legni pregiati.

RR 4961

Supereterodina 5 valvole più occhio magico - 4 gamme d'onda: medie - corte - cortissime - ultracorte - trasformatore di alimentazione per tensioni 125 - 140 - 160 - 220 Volts più 15 Volts - altoparlante magneto-dinamico in Alnico V. - grande cono - regolatore di tonalità - presa per fono - elegante e moderno mobile in legno pregiato.

RR 4965

Radiofonografo - Supereterodina - 5 valvole più occhio magico - 4 gamme d'onda: medie - tropicali - corte - cortissime - trasformatore di alimentazione per 125 - 140 - 160 - 220 Volts - altoparlante in Alnico V. - cono mm. 190 ad alto rendimento - complesso fonografico ultramoderno - mobile di elegante e moderna concezione in legni pregiati.

NUOVI BREVETTI ORIGINALI DUCATI

TRANS
CONTINENTS
RADIO

TRANS CONTINENTS RADIO

Il marchio della radio

Esclusiva per l'Italia

CAV. FRANCO LENZI

Milano - Via Meravigli, 13 - Tel. 16.800